

# Metodologia de projeto para um filtro LCL modificado com adição de um indutor de modo-comum para aplicações fotovoltaicas sem transformador conectadas à rede

Diego Chaves\* Felipe Grigoletto\*\* Fernanda Carnielutti\*  
Humberto Pinheiro\*

\* *Grupo de Eletrônica de Potência e Controle (GEPOC), Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, RS.*

\*\* *Laboratório de Processamento de Energia e Controle (LAPEC), Universidade Federal do Pampa, Alegrete, RS.*

---

**Abstract:** Grid-connected transformerless photovoltaic (PV) systems have become very popular, due to their smaller size/weight, greater efficiency and lower cost. However, the common-mode voltage (CM) generated in power inverters causes leakage current, which according to PV standards, must be limited. Among different methods to limit leakage current, the modified LCL (MLCL) filter with passive damping is an efficient and simple solution. However, it is necessary to oversize the components of the MLCL filter to keep the leakage current below 300 mA rms, established by PV standards, increasing the size of the differential inductors. On the other hand, a CM inductor can be added to limit the leakage current. These inductors process less energy, and therefore considerably reduce the total volume of magnetic devices in the power stage. This paper presents a methodology to size the elements of an MLCL filter with a CM inductor that complies with the PV standards, in a transformerless three-phase two-level grid-connected inverter. Simulation results are presented to confirm the theoretical analyses.

## Resumo:

Sistemas fotovoltaicos (FV) conectados a rede sem transformador se tornaram muito populares, por apresentar menor tamanho/peso, maior eficiência e menor custo. Entretanto, a tensão de modo-comum (CM) gerada em inversores de potência causam correntes de fuga, que de acordo com as normas FV, devem ser limitadas. Entre os diversos métodos para limitar a corrente de fuga, um filtro LCL modificado (MLCL) com amortecimento passivo é uma eficiente e simples solução. Entretanto, para que a corrente de fuga fique abaixo do que é estabelecido por norma, é necessário sobredimensionar os componentes do filtro MLCL, aumentando o tamanho dos indutores diferenciais. Por outro lado, um indutor CM pode ser adicionado para reduzir a corrente de fuga. Esses indutores processam menor energia, e portanto reduzem o volume total dos dispositivos magnéticos no estágio de potência. Esse trabalho apresenta uma metodologia para dimensionar os elementos de um filtro MLCL com um indutor CM que respeite as normas FV, para um inversor dois níveis trifásico conectado a rede sem transformador. Resultados de simulação são apresentados para confirmar as análises teóricas.

*Keywords:* MLCL filter; common-mode inductor; common-mode voltage; transformerless photovoltaic system.

*Palavras-chaves:* Filtro MLCL; indutor de modo-comum; tensão de modo-comum; sistema fotovoltaico sem transformador.

---

## 1. INTRODUÇÃO

Nos últimos anos, o grande aumento de sistemas de geração distribuída também levou a um aumento na conexão de inversores à rede elétrica. Entre as novas modalidades de geração, a fotovoltaica (FV) representa uma grande porção na geração distribuída, onde 99% das instalações FV estão conectadas à rede (Kouro et al. (2015)). Em sistemas com potência menor que 75 kVA, segundo a ABNT 16149, o sistema FV pode ser conectado com ou sem transformador. Para uma conexão sem transformador,

o sistema apresenta menor tamanho/peso, maior eficiência e menor custo (Abu-Rub et al. (2016)). Entretanto, devido as capacitâncias parasitas que existem nas placas de silício dos painéis FV, a tensão de modo-comum (CM) gerada em inversores de potência causam correntes de fuga em sistemas sem transformador (Cavalcanti et al. (2010)). As correntes de fuga aumentam a taxa de distorção harmônica (THD) das correntes de fase, afetam o funcionamento de dispositivos de proteção e podem eletrocutar indivíduos que entram em contato com a carcaça metálica dos painéis. Devido a isso, normas de conexão FV, como IEC-62109-2 e

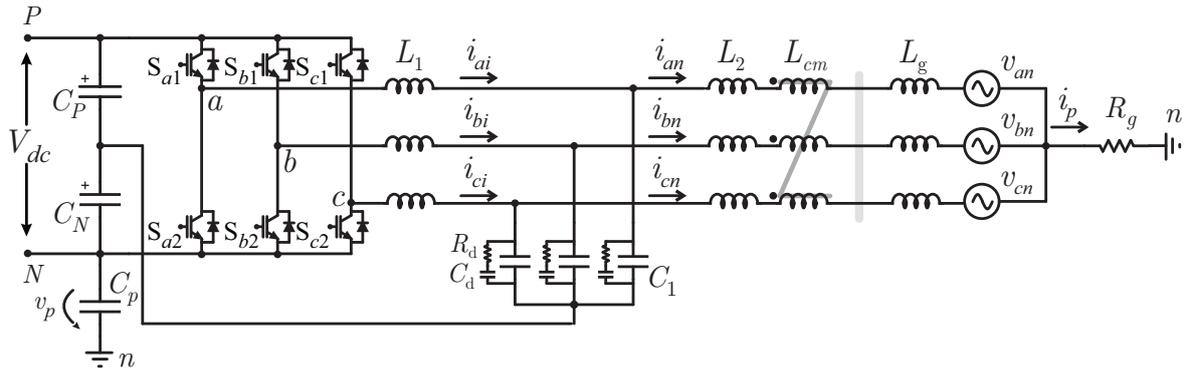


Figura 1. Inversor trifásico dois níveis conectado à rede com um filtro MLCL e um indutor CM.

DIN-VDE-0126, estabelecem um limite para o valor eficaz da corrente de fuga.

Para limitar a corrente de fuga, modificações topológicas foram alvo de diversos autores (Li et al. (2015)). Entre essas, uma que ganhou bastante atenção são os inversores aterrados (Khan et al. (2020)). Nesses, o negativo do barramento CC é aterrado, eliminando o caminho por onde a tensão CM induz corrente. Embora efetivamente a corrente de fuga seja levada a zero, essas topologias agregam capacitores adicionais para realizar os estágios negativos. Esses capacitores adicionais podem ser de tamanho considerável, principalmente para topologias que utilizam capacitores chaveados (Grigoletto et al. (2021)). Além dos inversores aterrados, outra opção explorada por alguns autores foi o uso de inversores trifásicos de dois níveis clássicos com *bypass* no barramento CC (Guo et al. (2020)). Esses inversores cortam o caminho de corrente entre o positivo e/ou negativo do barramento CC em alguns estados do inversor, reduzindo a amplitude da tensão CM. Entretanto, são necessários interruptores adicionais, o que aumenta o preço do sistema; além disso, dado a posição dos interruptores adicionais no circuito, esses devem suportar elevadas correntes do barramento CC.

Outra solução explorada por autores é a redução da tensão CM via modulação por espaço vetorial (SV). Essas estratégias de modulações consistem em selecionar vetores e rearranjar o diagrama vetorial para usar apenas vetores com tensão CM igual ou similar. Entretanto, essas modulações normalmente afetam consideravelmente outras variáveis do inversor. Em (Cacciato et al. (1999)) é proposta uma estratégia SV que zera a corrente de fuga, usando apenas três vetores dos oito disponíveis em um inversor trifásico dois níveis; embora zere a corrente de fuga, além de aumentar consideravelmente a THD da tensão de linha do inversor, a região linear de operação desse é reduzida em 42% quando comparado a uma modulação SV usando todos os vetores. Em (Tian et al. (2016)), vetores virtuais são criados para substituir os vetores nulos na operação do inversor; a região linear é reduzida em 13%, entretanto a corrente de fuga não é levada a zero.

Como uma terceira alternativa, filtros podem ser dimensionados e/ou modificados para reduzir a corrente de fuga aos valores estabelecidos por norma. Dentre as possibilidades, uma das mais simples é o uso de um filtro LCL modificado (MLCL) (Dong et al. (2012)). Esses filtros conectam o ponto comum dos capacitores de um LCL clássico no ponto

central do barramento CC. Essa simples conexão modifica a atenuação da corrente de fuga de 40 dB/década para 80 dB/década (Rahimi et al. (2020)). Em (Giacomini et al. (2017)), os autores propõem um MLCL com um amortecimento passivo, amortecendo tanto o ponto de ressonância do circuito CM quanto nas correntes de fase. Entretanto, o projeto dos filtros diferenciais foi realizado considerando a THD final das correntes de fase, não levando em consideração as componentes individuais, o que pode gerar um sobredimensionamento do filtro. Portanto, caso os filtros resultantes do projeto fossem menores, não há garantia que a corrente de fuga seria inferior ao que é estabelecido por norma. Em (Giacomini et al. (2020)) os autores apresentam um filtro MLCL com a adição de um indutor CM. Indutores CM ( $L_{cm}$ ) são amplamente usados para reduzir correntes de fuga em diversas aplicações (Akagi and Shimizu (2008)), e apresentam tamanho reduzido quando comparado aos indutores diferenciais ( $L_{dm}$ ). Entretanto, os autores não apresentam uma metodologia para o dimensionamento dos filtros que inclua o indutor CM.

Nesse trabalho, um filtro MLCL com um indutor CM é utilizado na conexão de um inversor trifásico dois níveis à rede em uma aplicação FV sem transformador. É apresentado uma metodologia para o dimensionamento dos filtros, atendendo a norma de conexão com a rede ABNT 16149, bem como o valor máximo eficaz da corrente de fuga estabelecido por IEC-62109-2.

## 2. DESCRIÇÃO DO SISTEMA

### 2.1 Estrutura do filtro

Filtros LCL apresentam uma atenuação de 60 dB/década após a frequência de ressonância, sendo dentro dos arranjos mais comuns, o que possui maior atenuação na corrente diferencial do lado da rede. Devido a isso, o volume dos indutores pode ser consideravelmente reduzido comparado ao tradicional filtro L (Rockhill et al. (2011)). Além disso, uma grande vantagem para o uso dos filtros LCL é a possibilidade de conectar o ponto comum dos capacitores ao ponto central capacitivo, formando um MLCL, que apresenta grande redução da corrente de fuga em aplicações com elevadas capacitâncias parasitas (Dong et al. (2012)). A Fig. 1 ilustra a estrutura usada. Adicionalmente, um indutor CM foi adicionado para garantir que a corrente de fuga seja inferior ao estipulado por norma.

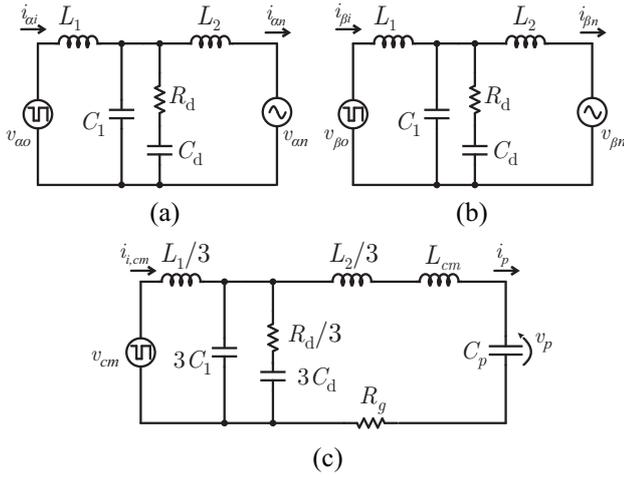


Figura 2. Circuito equivalente de um inversor trifásico. (a), (b) Modelo do circuito diferencial ( $\alpha\beta$ ). (c) Modelo do circuito de modo-comum ( $\gamma$ ).

Embora possua maior atenuação, filtros MLCL possuem pontos de ressonância, que devem ser amortecidos por métodos ativos (Giacomini et al. (2018)) ou passivos (Gomes et al. (2018)). Para métodos passivos, existem inúmeros arranjos disponíveis na literatura (Gomes et al. (2018)). Nesse trabalho, um circuito de amortecimento RC é adotado, como ilustrado na Fig. 1, por garantir bom amortecimento na ressonância sem reduzir a atenuação do filtro em alta frequência.

Como discutido em (Gomes et al. (2018)), para a melhor atenuação, o capacitor de amortecimento deve ser igual ao capacitor do filtro MLCL ( $C_1 = C_d$ ), o que é adotado nesse trabalho. O valor de  $R_d$  impacta consideravelmente a atenuação do ponto de ressonância no circuito RC. Caso  $R_d$  seja muito pequeno, o circuito não é atenuado. O mesmo acontece quando  $R_d$  tende a um valor muito grande, já que o ramo com os componentes RC se tornam um circuito aberto. O valor de  $R_d$  para a obtenção da maior atenuação pode ser determinado pela expressão (Gomes et al. (2018))

$$R_d = \sqrt{\frac{L}{C}} = \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{C_1 + C_d}}. \quad (1)$$

## 2.2 Circuito Diferencial e de Modo-Comum

O circuito equivalente de um inversor trifásico pode ser obtido em coordenadas  $\alpha\beta\gamma$ , transformando um sistema trifásico acoplado em três circuitos monofásicos desacoplados. A Fig. 2 ilustra os circuitos equivalentes  $\alpha\beta$  e o circuito de modo-comum. A resistência dos componentes não são consideradas nessas análises, já que isso representa o pior cenário em termos de corrente de fuga e amortecimento. Além disso, é assumido que o indutor CM possui um acoplamento perfeito (Heldwein et al. (2011)). A obtenção desses circuitos é omitida desse trabalho, visto que já foi alvo de diversos autores. Em (Giacomini (2018)) os circuitos são obtidos em detalhes.

As funções de transferência que relacionam a tensão de linha gerada pelo inversor  $v_{o,\alpha\beta}$  com as correntes do

inversor  $i_{i,\alpha\beta}$  e de fase  $i_{n,\alpha\beta}$ , respectivamente, podem ser expressas como

$$\frac{i_{i,\alpha\beta}}{v_{o,\alpha\beta}} = \frac{s^3(C_d C_1 L_2 R_d) + s^2 \cdot L_2(C_1 + C_d) + s(R_d C_d) + 1}{s^4 \cdot a_4 + s^3 \cdot a_3 + s^2 \cdot a_2 + s \cdot a_1} \quad (2)$$

$$\frac{i_{n,\alpha\beta}}{v_{o,\alpha\beta}} = \frac{s(R_d C_d) + 1}{s^4 \cdot a_4 + s^3 \cdot a_3 + s^2 \cdot a_2 + s \cdot a_1}, \quad (3)$$

onde

$$\begin{aligned} a_4 &= 3(C_d C_1 L_1 L_2 R_d) & a_3 &= 3L_1 L_2 (C_d + C_1) \\ a_2 &= R_d C_d (L_1 + L_2) & a_1 &= (L_1 + L_2) \end{aligned} \quad (4)$$

No circuito de modo-comum ilustrado na Fig. 2(c), a função de transferência que relaciona a tensão CM  $v_{cm}$  e a corrente de fuga  $i_p$  é igual a

$$\frac{i_p(s)}{V_{cm}(s)} = \frac{1}{Z_p(s)} = \frac{s^2(3C_{pv} C_d R_d) + s(3C_{pv})}{s^5 b_5 + s^4 b_4 + s^3 b_3 + s^2 b_2 + s b_1 + 1}, \quad (5)$$

onde

$$\begin{cases} b_5 = C_{pv} C_d C_1 R_d (L_2 + 3L_{cm}), & b_1 = C_d R_d + 3C_{pv} R_g \\ b_4 = C_{pv} L_1 (3C_1 C_d R_d R_g + 3C_d L_{cm} \\ \quad + 3C_1 L_{cm} + C_d L_2 + C_1 L_2) \\ b_3 = 3C_d C_{pv} L_{cm} R_d + 3C_d C_{pv} L_1 R_g + 3C_1 C_{pv} L_1 R_g \\ \quad + C_d C_{pv} L_2 R_d + C_d C_{pv} L_1 R_d + C_1 C_d L_1 R_d \\ b_2 = 3C_d C_{pv} R_d R_g + 3C_{pv} L_{cm} + C_{pv} L_2 + C_{pv} L_1 \\ \quad + C_d L_1 + C_1 L_1 \end{cases} \quad (6)$$

As funções de transferência obtidas são usadas para o dimensionamento dos filtros, bem como para o controle das correntes de fase, nas próximas seções.

## 3. NORMAS DE CONEXÃO À REDE

Para a conexão dos inversores à rede em uma aplicação FV, duas normas são consideradas nesse trabalho: a norma brasileira ABNT 16149 que estabelece a qualidade mínima para as correntes de fase e a norma IEC 62109-2 que estabelece valores máximos para as correntes de fuga.

### 3.1 ABNT 16149 - Características da interface de conexão com a rede elétrica de distribuição

Na norma ABNT 16149, diversos tópicos quanto a conexão de inversores à rede em sistemas FV são abordados, como: qualidade das correntes de fase, instalações requeridas, sistemas de proteção, fator de potência, entre outros. Nesse trabalho, as questões envolvendo a qualidade das correntes de fase são adotadas para o dimensionamento dos filtros diferenciais.

A norma estabelece que as correntes de fase devem possuir uma THD inferior a 5%. A THD é a razão entre o valor *rms* da soma das componentes harmônicas no espectro das correntes pelo valor *rms* da componente na frequência fundamental, e pode ser calculada pela expressão

Tabela 1. Distorção das correntes individuais na norma ABNT 16149.

Harmônicas	<9°	11° a 15°	17° a 21°	>23°
Impares	<4,0%	<2,0%	<1,5%	<0,6%

Harmônicas	<8°	>10°
Pares	<1,0%	<0,5%

$$THD\% = \frac{100}{i_{\phi 1}} \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} i_{\phi h}^2}, \quad (7)$$

onde  $h$  é a ordem harmônica da componente em relação a frequência fundamental e  $i_{\phi h}$  representa as correntes de fase ( $i_{\phi h} = i_{i,abc}$ ).

Além da THD, existem limites para o valor das componentes individuais, que depende de sua ordem. A Tabela 1 sumariza a razão máxima entre as componentes individuais e componente fundamental. As razões individuais das componentes podem ser calculados pela expressão

$$H\% = 100 \frac{i_{\phi h}}{i_{\phi 1}}. \quad (8)$$

Embora a norma ABNT 16149 seja adotada nesse trabalho, essa é muito semelhante para os valores mínimos de THD e das componentes individuais em comparação a outras normas internacionais, como IEEE 1547 e IEC 61727. Portanto, os filtros dimensionados tomando como base a norma ABNT podem ser também considerados em outras normas de conexão à rede.

### 3.2 IEC 62109-2 - Safety of power converters for use in photovoltaic power systems

A norma IEC 62109-2 estabelece diversas questões de segurança em instalações FV. Particularmente, para sistemas sem transformador, a norma prevê que as carcaças metálicas dos painéis FV sejam aterradas. Esse aterramento pode acontecer diretamente com o solo, em caso de uma usina distante da rede, ou pode ser realizada no aterramento do próprio poste para a geração distribuída. A necessidade do aterramento vem por questões de segurança: caso uma pessoa entre em contato com os painéis, a corrente de fuga não circula inteiramente pelo indivíduo.

Com o aterramento em comum entre rede e painéis FV, as correntes de fuga circulam pelos elementos parasitas típicos dos painéis FV. A norma prevê que a corrente de fuga deve ser inferior a 300 mA para sistemas com potência igual ou inferior a 30 kW. Para sistemas de potência maior, é previsto um aumento no limite de 10 mA para cada 1 kW adicional.

Atualmente, as normas brasileiras vigentes para conexão de inversores fotovoltaicos a rede não estabelecem questões de segurança que limitam diretamente as correntes de fuga. Entretanto, segundo (Giacomini (2018)), existe uma norma em desenvolvimento que trata de questões de segurança referentes a instalações FV. Dentre os tópicos de segurança, essa norma irá estabelecer os valores máximos de corrente de fuga para sistemas FV no Brasil, tomando como referência a IEC 62109-2.

## 4. METODOLOGIA PARA O DIMENSIONAMENTO DOS FILTROS

### 4.1 Filtro Diferencial

Mesmo que os elementos  $L_1$ ,  $L_2$  e  $C_1$  do filtro estejam presentes no circuito de modo-comum, esses são responsáveis por processar toda a potência da parte diferencial. Portanto, o projeto desses leva em consideração apenas a norma ABNT 16149. Para atender a corrente de fuga, o indutor CM  $L_{cm}$  é dimensionado.

O projeto dos elementos de um filtro de terceira ordem é mais complexo, já que três componentes devem ser dimensionados. Os capacitores  $C_1$  do filtro podem ser selecionados seguindo dois princípios: de maneira que não afetem consideravelmente o fator de potência; que não resultem em ressonâncias próximas as frequências de comutação ou fundamental. Tipicamente, o valor máximo de variação de fator de potência é assumido como 5%. Portanto, o capacitor máximo em uma aplicação qualquer pode ser determinado pela expressão (Reznik et al. (2014))

$$C_{1,max} = 0,05 \left( \frac{P}{2\pi f_1 v_g^2} \right). \quad (9)$$

Além disso, outra restrição de projeto é a queda de tensão nos indutores. A soma dos indutores usados não deve saturar os sinais modulantes do inversor. A queda de tensão nos indutores depende do fator de potência. Considerando o pior caso (para um fator de potência  $\approx 0$  capacitivo), a soma dos indutores deve ser menor que (Reznik et al. (2014))

$$L_1 + L_2 \leq \frac{V_{dc}/\sqrt{3} - v_{\phi}}{2\pi f_1 \cdot i_{\phi}}, \quad (10)$$

onde  $V_{dc}/\sqrt{3}$  é igual a tensão de fase máxima sintetizada pelo inversor,  $v_{\phi}$  e  $i_{\phi}$  são as tensões e correntes de fase, respectivamente. Além das restrições apresentadas, segundo (Lisserre et al. (2005)), para garantir boa atenuação nas frequências de comutação e não amplificar as componentes de baixa frequência, o ponto de ressonância do filtro deve estar entre dez vezes a frequência fundamental e a metade da frequência de comutação, o que pode ser escrito como

$$10 \cdot f_1 \leq f_0 \leq f_s/2, \quad (11)$$

onde o ponto de ressonância é determinado por

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 \cdot L_2 \cdot C_1}}. \quad (12)$$

Para o projeto do filtro, em (Jalili and Bernet (2009)) os autores dimensionam as indutâncias do filtro LCL visando a minimização da energia dos componentes. Entretanto, o cálculo da energia dos componentes foi realizada apenas considerando a corrente fundamental, o que pode levar a erros no processo de minimizar a energia total. Além disso, a energia do capacitor foi considerada também como um fator a ser minimizado. Nesse trabalho, a abordagem proposta em (Jalili and Bernet (2009)) é adotada, considerando algumas modificações: as ondulações de corrente também são computadas no cálculo da energia total, e não

apenas a corrente fundamental; o projeto visa a minimização dos indutores, sem considerar a energia do capacitor.

Para determinar a atenuação necessária do filtro que atenda a norma considerada, se define uma impedância requerida. Pela lei de ohm, a impedância requerida e tensão  $v_{\alpha o}$  podem ser relacionadas pela expressão

$$i_{\alpha n}(h) = \frac{v_{\alpha o}(h)}{Z_{req}}. \quad (13)$$

Dividindo (13) pela componente fundamental da corrente, obtêm-se

$$\frac{i_{\alpha n}(h)}{i_{\alpha n1}} = \frac{v_{\alpha o}(h)}{i_{\alpha n1} \cdot Z_{req}} \leq H(h), \quad (14)$$

onde  $H(h)$  foi definido pela norma, e carrega as relações estabelecidas na Tabela 1.

Utilizando a transformada de Laplace, e reorganizando os termos da equação (14), obtêm-se

$$G_{nor}(s) = \frac{1}{Z_{req}(s)} = \frac{i_{\alpha n1} \cdot H(s)}{v_{\alpha o}(s)}. \quad (15)$$

Portanto, para respeitar as normas de conexão à rede, a impedância do filtro deve ser maior que a impedância requerida  $G_{nor}(s)$ , o que pode ser escrito como

$$\frac{s(R_d C_d) + 1}{s^4 \cdot a_4 + s^3 \cdot a_3 + s^2 \cdot a_2 + s \cdot a_1} \leq \frac{i_{\phi 1} \cdot H(s)}{v_{inv}(s)}. \quad (16)$$

O capacitor  $C_1$  é determinado pela expressão (9); os elementos do circuito de amortecimento são determinados conforme a seção 2.1. Portanto, como os demais elementos do circuito foram pré-determinados, os indutores  $L_1$  e  $L_2$  podem ser definidos por (16). A energia nos indutores pode ser calculada por

$$W_{L,tot} = W_{L1} + W_{L2} = \frac{3}{2} (L_1 \cdot i_{\alpha i,p}^2 + L_2 \cdot i_{\alpha n,p}^2). \quad (17)$$

A equação (17) é apenas válida para um sistema trifásico equilibrado. Sabendo que a relação estabelecida em (16) pode ser respeitada com uma combinação infinita entre os indutores  $L_1$  e  $L_2$ , o objetivo do projeto é encontrar uma combinação para que a equação (17) resulte na menor energia, o que pode ser obtido por um método iterativo.

#### 4.2 Indutor de modo-comum

Como mencionado, a corrente de fuga eficaz deve ser inferior aos valores estipulados pela norma IEC 62109-2. O valor da corrente de fuga RMS de qualquer uma das suas componentes, dentro do espectro harmônico, pode ser obtido pela relação

$$i_{p,rms}(h) = \frac{V_{cm}(h)}{\sqrt{2} \cdot |Z_p(h)|}. \quad (18)$$

onde  $Z_p$  é a impedância do circuito de modo-comum ilustrado na Fig. 2, obtido em (6). Se deseja encontrar

Tabela 2. Especificações para o dimensionamento dos filtros.

Parâmetros	Valores
Tensão de linha ( $v_g$ )	380 Vrms
Tensão do barramento ( $V_{dc}$ )	700 V
Frequência de comutação ( $f_s$ )	10 kHz
Frequência fundamental ( $f_1$ )	50 Hz
Potência ( $P$ )	30 kW
Resistência de aterramento ( $R_g$ )	2 $\Omega$
Capacitância parasita ( $C_p$ )	3 $\mu$ F

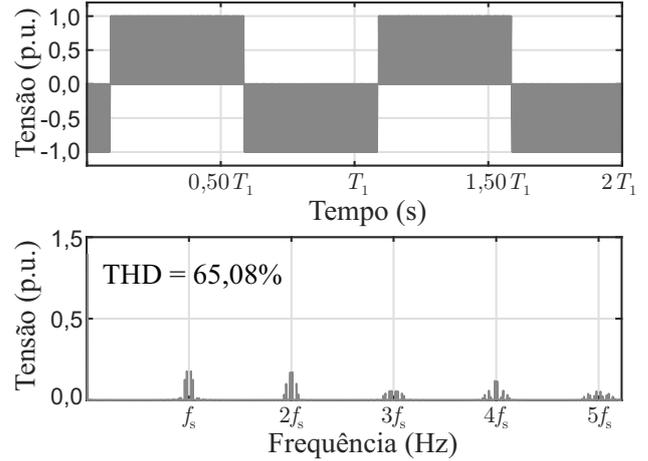


Figura 3. Tensão de linha  $v_{ab}$  normalizada e seu correspondente espectro harmônico.

o valor rms total da corrente de fuga. O valor rms total da corrente de fuga é determinado por

$$i_{p,rms} = \sqrt{i_{p1,rms}^2 + i_{p2,rms}^2 + i_{p3,rms}^2 + \dots} \quad (19)$$

Substituindo (18) em (19), obtemos

$$i_{p,rms} = \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} \left( \frac{V_{cmh}}{\sqrt{2} |Z_{ph}|} \right)^2}. \quad (20)$$

A tensão CM e suas componentes podem ser obtidos via simulação. Os demais elementos são estipulados anteriormente. Conhecendo esses parâmetros, o valor de  $L_{cm}$  pode ser obtido de maneira iterativa até que a equação (20) resulte em uma corrente inferior ao estipulado por norma.

## 5. EXEMPLO DE PROJETO DOS FILTROS

Na ilustração do projeto a seguir, uma estratégia de modulação por espaço vetorial (SV) é utilizada na topologia dois níveis trifásica ilustrada na Fig. 1, onde todos os vetores do diagrama SV são considerados e o tempo dos vetores redundantes é igualmente distribuído. Os parâmetros considerados se encontram na Tabela 2. Por sua vez, o valor das capacitâncias parasitas depende do solo, da tecnologia dos painéis e da umidade do ar, entre outros fatores (Chen et al. (2016)), e variam entre 50 nF/kW a 150 nF/kW (Myrzik and Calais (2003)).

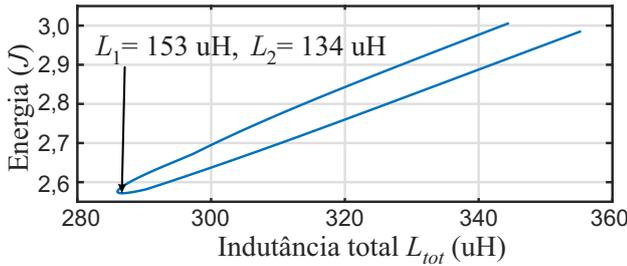


Figura 4. Energia total nos indutores diferenciais para diferentes combinações de  $L_1$  e  $L_2$  que respeitam a norma ABNT 16149.

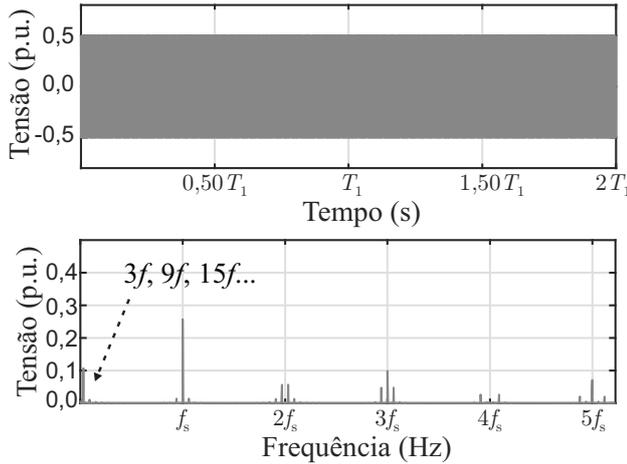


Figura 5. Tensão CM normalizada e seu correspondente espectro harmônico.

### 5.1 Filtro diferencial

Primeiramente, deve-se definir o valor do capacitor  $C_1$ . Utilizando a equação (9), o valor máximo para o capacitor  $C_1$  é de

$$C_1 \leq 0,05 \left( \frac{30000}{2\pi \cdot 50 \cdot 380^2} \right) \approx 33\mu F. \quad (21)$$

Portanto, um capacitor  $C_1$  de  $30\mu F$  é adotado no projeto. De posse do valor do capacitor, o próximo passo é determinar as indutâncias  $L_1$  e  $L_2$  para respeitar as normas de conexão e que resultem na menor energia. A Fig. 3 ilustra a tensão de linha gerada pelo inversor normalizada, e seu correspondente espectro harmônico considerando os parâmetros na Tabela 2. As simulações foram realizadas em ambiente Simulink. De posse da tensão de linha, utilizando a expressão (16), a Fig. 4 ilustra a energia total do sistema. A combinação de indutores que resulta na menor energia e respeita a norma de conexão é

$$L_1 = 153\mu H, \quad L_2 = 134\mu H. \quad (22)$$

Os elementos do circuito de amortecimento são obtidos como descrito na subseção 2.1.

### 5.2 Indutor de modo-comum

Para o projeto do indutor CM, assim como nos filtros diferenciais, a tensão  $V_{cm}$  deve ser obtida por simulação.

Tabela 3. Parâmetros do filtro.

Parâmetros	Valores
Indutores do lado do inversor ( $L_1$ )	$153\mu H$
Indutores do lado da rede ( $L_2$ )	$134\mu H$
Filtro capacitivo ( $C_1$ )	$30\mu F$
Capacitivo de amortecimento ( $C_d$ )	$30\mu F$
Resistor de amortecimento ( $R_d$ )	2,18 $\Omega$
Indutor CM ( $L_{cm}$ )	$738\mu H$

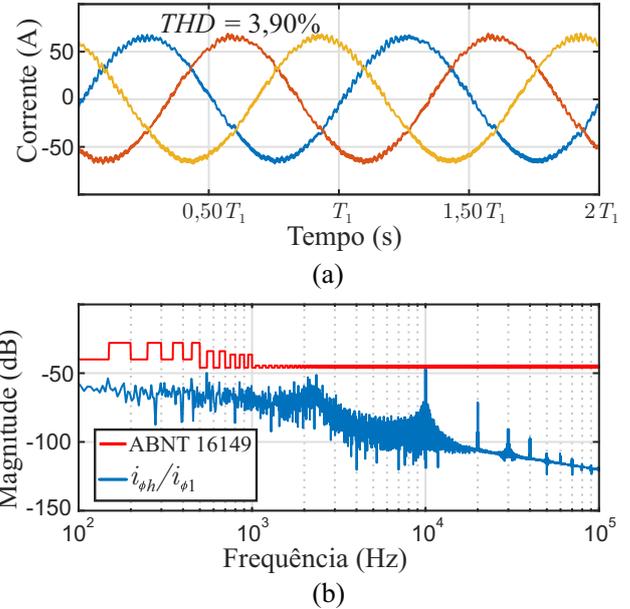


Figura 6. Correntes de fase para os filtros dimensionados e suas respectivas componentes harmônicas.

A Fig. 5 ilustra a tensão CM normalizada. De posse das componentes harmônicas, considerando os elementos do filtro diferencial projetados na subseção anterior e dos parâmetros sumarizados na Tabela 2, o indutor CM pode ser determinados pela equação (20), e é igual a

$$L_{cm} = 738\mu H. \quad (23)$$

A Tabela 3 sumariza os parâmetros do filtro dimensionados.

## 6. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Para demonstrar que o inversor atende as normas ABNT 16149 e IEC 62109-2 com o filtro projetado, um modelo do inversor foi simulado em ambiente Simulink. O controle das correntes foi realizado usando coordenadas  $\alpha\beta\gamma$  com compensadores ressonantes. A Fig. 7 ilustra as correntes de fase  $i_{n,abc}$ , bem como o espectro harmonioso das correntes dividido pela amplitude da fundamental, em decibel (db). Perceba que o projeto resultou corretamente nos valores mínimos para respeitar a norma de conexão ABNT 16149.

A Fig. 6 ilustra os resultados para a corrente de fuga  $i_{cm}$ , com e sem o indutor CM. Como bem demonstrado pela Fig. 7(b), o valor máximo RMS da corrente de fuga supera em mais de cinco vezes o que é estipulado por norma sem a adição do indutor CM. Além disso, perceba pela Fig. 7(a) que o valor da corrente de fuga RMS com o indutor CM é

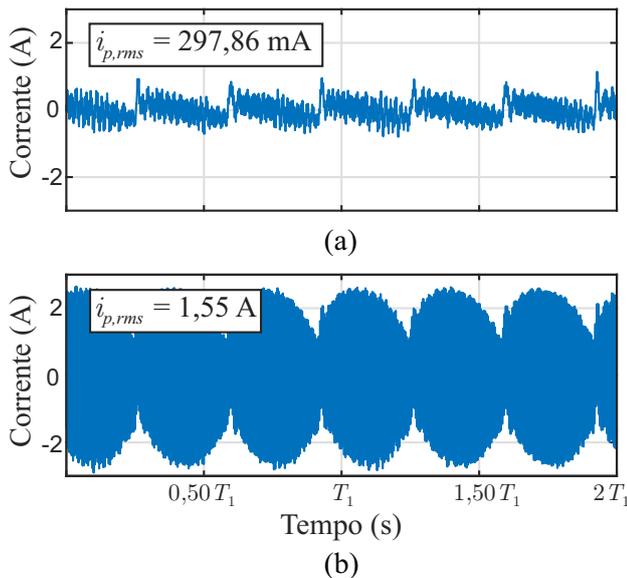


Figura 7. Corrente de fuga. (a)  $L_{cm} = 738\mu H$ . (b)  $L_{cm} = 0$ .

ligeiramente menor que os 300 mA RMS estipulados por norma, demonstrando que a indutância foi dimensionada corretamente.

## 7. CONCLUSÃO

Este artigo apresentou uma metodologia para o dimensionamento de um filtro MLCL com a adição de um indutor CM. Os elementos são dimensionados através de métodos iterativos, usando a resposta em frequência do filtro.

Como demonstrado nesse trabalho, caso o filtro MLCL seja corretamente dimensionado para atender uma norma de conexão a rede, esse não reduz a corrente de fuga ao que é estipulado pelas normas FV. No entanto, a adição de um indutor CM à estrutura do filtro reduz a corrente de fuga aos valores estipulados em norma. Indutores CM possuem um volume muito reduzido quando comparado aos filtros diferenciais (Heldwein et al. (2011)), e portanto são uma melhor solução para reduzir a corrente de fuga. Resultados de simulação foram adicionados para validar as análises teóricas.

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

## REFERÊNCIAS

- Abu-Rub, H., Bayhan, S., Moinoddin, S., Malinowski, M., and Guzinski, J. (2016). Medium-voltage drives: Challenges and existing technology. *IEEE Power Electronics Magazine*, 3(2), 29–41. doi:10.1109/MPPEL.2016.2551802.
- Akagi, H. and Shimizu, T. (2008). Attenuation of conducted emi emissions from an inverter-driven motor. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 23(1), 282–290. doi:10.1109/TPEL.2007.911878.
- Cacciato, M., Consoli, A., Scarcella, G., and Testa, A. (1999). Reduction of common-mode currents in pwm

- inverter motor drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 35(2), 469–476. doi:10.1109/28.753643.
- Cavalcanti, M.C., de Oliveira, K.C., de Farias, A.M., Neves, F.A.S., Azevedo, G.M.S., and Camboim, F.C. (2010). Modulation techniques to eliminate leakage currents in transformerless three-phase photovoltaic systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 57(4), 1360–1368. doi:10.1109/TIE.2009.2029511.
- Chen, W., Yang, X., Zhang, W., and Song, X. (2016). Leakage current calculation for pv inverter system based on a parasitic capacitor model. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 31(12), 8205–8217. doi:10.1109/TPEL.2016.2517740.
- Dong, D., Luo, F., Boroyevich, D., and Mattavelli, P. (2012). Leakage current reduction in a single-phase bidirectional ac–dc full-bridge inverter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 27(10), 4281–4291. doi:10.1109/TPEL.2012.2190300.
- Giacomini, J.C., Michels, L., Cavalcanti, M.C., and Rech, C. (2020). Modified discontinuous pwm strategy for three-phase grid-connected pv inverters with hybrid active–passive damping scheme. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 35(8), 8063–8073. doi:10.1109/TPEL.2019.2961648.
- Giacomini, J.C., Michels, L., Pinheiro, H., and Rech, C. (2017). Design methodology of a passive damped modified lcl filter for leakage current reduction in grid-connected transformerless three-phase pv inverters. *IET Renewable Power Generation*, 11(14), 1769–1777.
- Giacomini, J.C., Michels, L., Pinheiro, H., and Rech, C. (2018). Active damping scheme for leakage current reduction in transformerless three-phase grid-connected pv inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 33(5), 3988–3999. doi:10.1109/TPEL.2017.2711785.
- Giacomini, J.C. (2018). *Inversores Fotovoltaicos Trifásicos não Isolados Conectados a Rede com Técnicas para Redução da Corrente de Fuga*. Ph.D. thesis, Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria.
- Gomes, C.C., Cupertino, A.F., and Pereira, H.A. (2018). Damping techniques for grid-connected voltage source converters based on lcl filter: An overview. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 81, 116–135.
- Grigoletto, F.B., de Vilhena Moura, P.H.M., Chaves, D.B., and Vilaverde, J.D.S. (2021). Step-up seven-level common-ground transformerless inverter. In *2021 14th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON)*, 716–722. doi:10.1109/INDUSCON51756.2021.9529417.
- Guo, X., Wang, N., Wang, B., Lu, Z., and Blaabjerg, F. (2020). Evaluation of three-phase transformerless dc-bypass pv inverters for leakage current reduction. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 35(6), 5918–5927. doi:10.1109/TPEL.2019.2954298.
- Heldwein, M.L., Dalessandro, L., and Kolar, J.W. (2011). The three-phase common-mode inductor: Modeling and design issues. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 58(8), 3264–3274. doi:10.1109/TIE.2010.2089949.
- Jalili, K. and Bernet, S. (2009). Design of lcl filters of active-front-end two-level voltage-source converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56(5), 1674–1689. doi:10.1109/TIE.2008.2011251.
- Khan, M.N.H., Forouzesh, M., Siwakoti, Y.P., Li, L., Kerekes, T., and Blaabjerg, F. (2020). Transformerless in-

- verter topologies for single-phase photovoltaic systems: A comparative review. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 8(1), 805–835. doi:10.1109/JESTPE.2019.2908672.
- Kouro, S., Leon, J.I., Vinnikov, D., and Franquelo, L.G. (2015). Grid-connected photovoltaic systems: An overview of recent research and emerging pv converter technology. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, 9(1), 47–61. doi:10.1109/MIE.2014.2376976.
- Li, W., Gu, Y., Luo, H., Cui, W., He, X., and Xia, C. (2015). Topology review and derivation methodology of single-phase transformerless photovoltaic inverters for leakage current suppression. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 62(7), 4537–4551. doi:10.1109/TIE.2015.2399278.
- Liserre, M., Blaabjerg, F., and Hansen, S. (2005). Design and control of an lcl-filter-based three-phase active rectifier. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 41(5), 1281–1291. doi:10.1109/TIA.2005.853373.
- Myrzik, J. and Calais, M. (2003). String and module integrated inverters for single-phase grid connected photovoltaic systems - a review. In *2003 IEEE Bologna Power Tech Conference Proceedings*, volume 2, 8 pp. Vol.2-. doi:10.1109/PTC.2003.1304589.
- Rahimi, R., Farhadi, M., Moradi, G.R., Farhangi, B., and Farhangi, S. (2020). Three-phase filter-clamped transformerless inverter for grid-connected photovoltaic systems with low leakage current. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1–1. doi:10.1109/TIA.2020.3008134.
- Reznik, A., Simões, M.G., Al-Durra, A., and Muyeen, S.M. (2014). Lcl filter design and performance analysis for grid-interconnected systems. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 50(2), 1225–1232. doi:10.1109/TIA.2013.2274612.
- Rockhill, A.A., Liserre, M., Teodorescu, R., and Rodriguez, P. (2011). Grid-filter design for a multimegawatt medium-voltage voltage-source inverter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 58(4), 1205–1217. doi:10.1109/TIE.2010.2087293.
- Tian, K., Wang, J., Wu, B., Cheng, Z., and Zargari, N.R. (2016). A virtual space vector modulation technique for the reduction of common-mode voltages in both magnitude and third-order component. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 31(1), 839–848. doi:10.1109/TPEL.2015.2408812.