

METODOLOGIA PARA ESTIMAÇÃO DA DISTORÇÃO HARMÔNICA TOTAL EM INVERSORES MONOFÁSICOS CONECTADOS À REDE ELÉTRICA

Víctor F. Gruner , Christopher F. Gonçalves, Lenon Schmitz , Denizar C. Martins , Roberto F. Coelho 

Instituto de Eletrônica de Potência – INEP, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis – SC, Brasil
e-mail: victor.gruner@posgrad.ufsc.br, christopher.goncalves@posgrad.ufsc.br, lenon.schmitz@ufsc.br, denizar.martins@ufsc.br, roberto.coelho@ufsc.br

Resumo – Este artigo apresenta uma metodologia para estimar, ainda na etapa de projeto, a distorção harmônica total da corrente injetada na rede elétrica por inversores fonte de tensão de dois estágios. Como tais inversores operam em malha fechada, a qualidade da corrente injetada na rede elétrica é altamente dependente da dinâmica das malhas de controle. Assim, é necessário focar em uma abordagem que modele o comportamento da corrente injetada na rede considerando as perturbações em malha fechada. A abordagem proposta possibilita a derivação de uma equação para prever o comportamento da corrente injetada na rede e estimar sua distorção harmônica, tornando-se uma importante ferramenta para otimizar o projeto de inversores conectados à rede. Para validar a acurácia da metodologia desenvolvida, são apresentados resultados experimentais em diferentes cenários de operação.

Palavras-Chave – Distorção Harmônica Total, Inversores Conectados à Rede, Inversores Monofásicos, Modelagem em Malha Fechada, Qualidade de Energia.

METHODOLOGY FOR ESTIMATION OF THE TOTAL HARMONIC DISTORTION IN GRID-CONNECTED SINGLE-PHASE INVERTERS

Abstract – This paper presents a methodology to estimate, in the design stage, the total harmonic distortion of the current injected into the power grid by two-stage voltage source inverters (VSI). As such inverters operate in a closed loop, the quality of the grid current is highly dependent on the dynamics of the control loops. Thus, it is necessary to focus on an approach to model the behavior of the grid current considering the closed-loop disturbances. The proposed approach allows deriving an equation to predict the behavior of the current injected into the grid and estimate its harmonic distortion, becoming an important tool for optimal design of grid-connected inverters. To validate the accuracy of the developed methodology, experimental results are presented in different operating scenarios.

Keywords – Closed-Loop Modeling, Grid-Connected Inverters, Power Quality, Single-Phase Inverters, Total Harmonic Distortion.

Manuscript received 09/22/2023; first revision 10/30/2023; accepted for publication 12/08/2023, by recommendation of Associate Editor Heverton Pereira. <https://doi.org/10.18618/REP.2023.4.0027>

I. INTRODUÇÃO

A demanda global por eletricidade está em constante crescimento e a recente preocupação com o meio ambiente tem impulsionado a disseminação das chamadas fontes renováveis [1] (fotovoltaica, eólica, biogás e hidráulica) no sistema elétrico de potência [2]. Nesses sistemas, os inversores fonte de tensão (*Voltage-Source Inverters* - VSI) são amplamente utilizados para integrar as referidas fontes à rede elétrica, devido ao desempenho superior, com alta controlabilidade e rendimento aprimorado [3]-[4].

Os sistemas de geração distribuída (SGD) conectados à rede de distribuição devem atender às recomendações e requisitos definidos em normas técnicas para evitar a degradação da qualidade da energia entregue e garantir a segurança da operação do sistema elétrico de potência. A distorção harmônica total (DHT) da corrente de saída de inversores conectados à rede, por exemplo, deve ser mantida abaixo de 5% durante condições operacionais normais, de acordo com as normas IEEE-1547 [5], IEC-61727 [6] e NBR-16149. Distorções harmônicas elevadas tem potencial para causar superaquecimento desnecessário de transformadores e equipamentos rotativos, desarme indesejado de disjuntores e fusíveis, além da sobrecarga de condutores de neutro e capacitores de correção do fator de potência [7]-[8]. Não obstante, harmônicas de corrente também resultam em harmônicas de tensão, sobretudo em redes fracas, caracterizadas por impedâncias elevadas e variáveis, ocasionando baixa qualidade de energia, ressonâncias e problemas de estabilidade [7]-[9].

Para atender aos requisitos de DHT definidos nas normas, diversas estratégias de controle têm sido introduzidas na literatura [10]. Usualmente, controladores do tipo proporcional-integral (PI), com ou sem laço de *Feedforward* (FF) [11]-[12], e Proporcional-Ressonante (PR) [13]-[14], são utilizados nas malhas de controle de corrente de inversores conectados à rede elétrica. Todavia, o valor da DHT da corrente injetada na rede elétrica, por não ser um parâmetro definido a priori, varia de projeto para projeto [15].

Basicamente, a DHT da corrente injetada na rede pode ser afetada por distorções do sinal de referência das malhas de controle, pelo conteúdo harmônico da tensão da rede e pelas oscilações de baixa frequência da tensão do barramento CC [16]-[18]. Via de regra, distorções do sinal de referência surgem devido às componentes harmônicas da tensão da rede elétrica que não são adequadamente atenuadas pelo circuito de sincronismo [19]-[20]. Todavia, o emprego de laços de travamento de fase (*Phase-Locked Loop* – PLL) de alta performance é suficiente para minimizar esse problema.



Em relação às componentes harmônicas da tensão da rede, distintos métodos de mitigação podem ser encontrados na literatura [18], mas um simples laço *Feedforward* geralmente é eficaz na supressão dos harmônicos de corrente oriundos da tensão da rede [21].

O efeito da oscilação da tensão do barramento CC na geração de harmônicos de corrente, por outro lado, é mais complexo, e diversos métodos têm sido propostos para resolver esse problema [22]-[29]. Embora muitos estudos assumam que a tensão do barramento CC é constante, de fato isso não ocorre, pois enquanto a potência instantânea monofásica injetada na rede apresenta uma ondulação no dobro da frequência fundamental, a potência de entrada entregue pela fonte renovável é constante em operação normal. Essa incompatibilidade torna necessário incluir um capacitor de desacoplamento no barramento CC para armazenar ou fornecer o excesso de energia [22], o que resulta em uma oscilação de tensão que pode se propagar pelas malhas de controle e degradar a qualidade da corrente injetada na rede elétrica. Para reduzir essa oscilação, capacitores eletrolíticos com grandes capacitâncias podem ser utilizados, todavia, são evitados devido à vida útil limitada [23]. Métodos de desacoplamento usando circuitos adicionais também têm sido propostos [24]-[25], no entanto, podem aumentar o custo, a complexidade e as perdas. As soluções mais frequentemente adotadas, nesses casos, variam desde o simples uso de um filtro rejeita-faixa [26] sintonizado no dobro da frequência fundamental, até a implementação de estratégias baseadas em desacoplamento ativo [27]-[28].

Apesar de os métodos mencionados apresentarem certa eficácia na mitigação da oscilação da tensão do barramento CC, análises abrangentes e sistemáticas do processo de geração de harmônicas de corrente devido a essa oscilação de tensão não são comuns na literatura. Uma abordagem generalizada que determina analiticamente o espectro harmônico da tensão do barramento CC para qualquer inversor fonte de tensão é proposta em [29], mas esse estudo foca apenas nas oscilações oriundas da comutação, sendo ignoradas as harmônicas de baixa frequência, além de não ser avaliado seu efeito na corrente de saída dos inversores. Adicionalmente, [30] desenvolve uma solução analítica fechada para as harmônicas de corrente causadas pela oscilação da tensão do barramento CC no dobro da frequência fundamental, mas ignora as demais componentes harmônicas. Vale destacar que as componentes harmônicas da corrente injetada na rede elétrica são refletidas de volta para a tensão do barramento CC, criando um processo iterativo e interminável, de modo que um espectro harmônico complexo é encontrado na oscilação da tensão do barramento CC [29].

Portanto, um método mais completo que descreva a relação entre o espectro harmônico da tensão do barramento CC e as componentes harmônicas da corrente injetada na rede ainda está ausente na literatura, sendo um dos fatores que dificultam a estimação da DHT da corrente produzida por inversores conectados à rede.

Diante do exposto, este artigo propõe um método para estimar a DHT da corrente de saída de inversores monofásicos conectados à rede. O método é baseado na modelagem do sistema de controle em malha fechada e leva em consideração

os efeitos das perturbações harmônicas de baixa ordem geradas tanto pelo barramento CC quanto pela tensão da rede.

A partir deste método foi possível conceber uma equação para descrever a corrente injetada na rede e quantificar sua DHT. Esta contribuição pode ser aplicada como uma importante ferramenta para analisar os requisitos harmônicos impostos por normas e avaliar a eficácia das abordagens existentes para melhorar a DHT. Além disso, pode ser útil no projeto dos compensadores, filtros de saída e capacitores de desacoplamento de inversores conectados à rede elétrica.

O restante deste estudo está organizado da seguinte forma: inicialmente, a seção II apresenta o inversor monofásico conectado à rede considerado na modelagem; em seguida, na seção III, é apresentada a análise em malha fechada proposta considerando as perturbações da rede elétrica e da tensão do barramento CC; por fim, a seção IV apresenta resultados obtidos por meio de simulações e testes experimentais, enquanto as conclusões são apresentadas na seção V.

II. DESCRIÇÃO DO INVERSOR MONOFÁSICO DE DOIS ESTÁGIOS CONECTADO À REDE

O inversor monofásico conectado à rede considerado neste estudo é ilustrado na Figura 1, sendo o primeiro estágio de processamento, composto pela fonte renovável e pelo conversor CC-CC elevador, modelado de forma simplificada por meio de uma fonte de corrente contínua (CC). O VSI consiste em um inversor genérico com um capacitor de desacoplamento no barramento CC e um filtro passa-baixa de saída, selecionado para ser do tipo LCL+RC. A estratégia de controle é implementada mediante uma malha interna e outra externa. Na malha externa, a tensão do barramento CC é medida por um transdutor com ganho k_v e aplicada a um filtro rejeita-faixa com função de transferência $SBF(s)$, cuja saída é comparada com a referência de tensão V_{ref} . O erro resultante da comparação é compensado por um controlador de tensão com função de transferência $C_v(s)$ para determinar a amplitude da referência de corrente k_{amp} , a ser usada na malha interna.

Por sua vez, o formato da referência de corrente é gerado por uma PLL com ganho k_{pll} , cuja entrada é oriunda da medição da tensão da rede por um transdutor com ganho k_g . Por propósito de simplicidade, na análise matemática, a PLL é considerada como ideal, ou seja, que é capaz de atenuar todo o espectro de frequência fora da frequência fundamental, em regime permanente.

Na malha interna, a corrente da rede é medida por um transdutor com ganho k_i e comparada com a referência de corrente i_{ref} , sendo que o sinal de erro resultante da comparação é aplicado a um controlador com função de transferência $C_i(s)$. Uma malha *feedforward* com ganho k_{ff} é também utilizada para que o controlador de corrente compense apenas variações de pequena amplitude. Por fim, emprega-se modulação senoidal bipolar por largura de pulso com ganho k_{pwm} para gerar os sinais de controle dos interruptores do VSI.

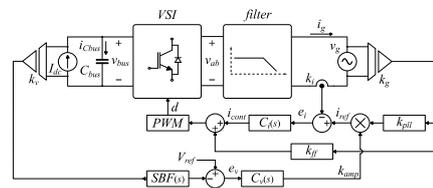


Fig. 1. Inversor monofásico conectado à rede elétrica.

III. MODELAGEM EM MALHA FECHADA

Tal como previamente mencionado, inversores monofásicos apresentam duas fontes de perturbação: a tensão da rede elétrica e as oscilações da tensão do barramento CC. Enquanto as perturbações na tensão da rede elétrica são oriundas de seu conteúdo harmônico, a perturbação na tensão do barramento CC decorre da oscilação de potência típica de inversores monofásicos. Quando o inversor injeta uma corrente senoidal em uma rede com tensão puramente senoidal, o produto entre ambas as grandezas resulta em uma potência pulsante que, além do valor médio, apresenta uma parcela que oscila no dobro da frequência da componente fundamental.

Efeito similar ocorre quando a rede elétrica apresenta conteúdo harmônico não nulo. Nesse caso, o produto entre as correntes e tensões harmônicas também resultam em pulsação de potência. Ao ser refletida ao barramento CC, essa pulsação é apenas parcialmente desacoplada pelo capacitor do barramento, resultando em uma tensão também oscilatória. Nesse contexto, o capacitor do barramento C_{bus} é responsável por atenuar as oscilações de tensão, ou seja, quanto maior a capacitância, menor a oscilação de tensão. Para efeitos de análise, pode-se considerar que a tensão do barramento CC (v_{bus}) é composta por uma parcela contínua (V_{cc}) e uma parcela alternada (v_{ca}), tal que:

$$v_{bus} = V_{cc} + v_{ca}. \quad (1)$$

Com base nessa consideração e analisando os sinais da malha externa de controle, representada na Figura 1, é possível escrever:

$$k_{amp} = C_v(s)[V_{ref} - k_v SBF(s)(V_{cc} + v_{ca})]. \quad (2)$$

Em termos efetivos, k_{amp} é responsável pelo ajuste da amplitude da referência de corrente i_{ref} , conforme descrito por:

$$i_{ref} = k_{amp} k_{pll} k_g v_g = (K_{cc} + k_{ca}) k_{pll} k_g v_g \quad (3)$$

em que k_{cc} e k_{ca} são as parcelas contínua e alternada de k_{amp} , respectivamente, e k_{pll} é o ganho da PLL. Então, a partir de (2), escreve-se:

$$K_{cc} = C_v(s)[V_{ref} - k_v V_{cc} SBF(s)], \quad (4)$$

$$k_{ca} = -v_{ca} k_v SBF(s) C_v(s). \quad (5)$$

Adicionalmente, da análise da malha interna de corrente, obtém-se:

$$d = k_{pwm}[k_{ff} k_g v_g + (i_{ref} - k_i i_g) C_i(s)]. \quad (6)$$

Considerando-se que o inversor é do tipo abaixador, o valor médio quase instantâneo da tensão v_{ab} é dado por:

$$v_{ab} = d v_{bus}. \quad (7)$$

Substituindo (1) e (6) em (7), é possível escrever que:

$$v_{ab} = k_{pwm}[k_{ff} k_g v_g + (i_{ref} - k_i i_g) C_i(s)] v_{bus}. \quad (8)$$

Pela análise do circuito, a corrente da rede i_g pode ser obtida da seguinte forma:

$$i_g = \frac{v_{ab} - v_g}{sL_f}. \quad (9)$$

em que $L_f = (L_1 + L_2)$.

Embora (9) tenha sido obtida ao considerar que o filtro de saída é do tipo L, o resultado obtido também é válido para filtros de mais alta ordem, como o LCL ou LCL+RC, devido

ao fato de que eles são predominantemente indutivos (tipo L) em baixas frequências, região de relevância para contabilizar a DTH da corrente injetada na rede elétrica de acordo com as normativas.

Substituindo (8) em (9), encontra-se:

$$i_g = \frac{i_{ref} C_i(s) k_{pwm} v_{bus} + k_{ff} k_g v_g k_{pwm} v_{bus} - v_g}{sL_f + k_i C_i(s) k_{pwm} v_{bus}}. \quad (10)$$

Por meio de (10) pode-se observar a forma como a malha de *feedforward* (k_{ff}) atua no sistema. No caso de não haver um controlador *feedforward*, (10) terá termos dependentes de v_g , ou seja, sofrerá influência das componentes harmônicas da tensão da rede elétrica. Por sua vez, quando um controlador *feedforward* é adicionado, seu efeito é de gerar um sinal de controle, que tenta (em malha aberta) cancelar o efeito da perturbação causada pela tensão da rede elétrica. Essa estratégia está sujeita a variações paramétricas, uma vez que não se trata de uma malha de realimentação, todavia, permite suavizar transientes e esforços de controle. Para desacoplar adequadamente v_g da equação (10), k_{ff} deve ser definido por:

$$k_{ff} = \frac{1}{k_g k_{pwm} v_{bus}}. \quad (11)$$

Substituindo-se (11) em (10), encontra-se:

$$i_g = \frac{C_i(s) k_{pwm} v_{bus}}{sL_f + k_i C_i(s) k_{pwm} v_{bus}} i_{ref} = H(s) i_{ref}. \quad (12)$$

Vale destacar que i_{ref} ainda depende das componentes alternadas de v_{bus} , portanto, para compreender totalmente o comportamento da corrente i_g , é necessário obter uma equação para descrever v_{ca} .

A. Perturbação na Tensão da Rede Elétrica

Havendo oscilação na tensão do barramento CC, o primeiro passo é determinar sua parcela alternada (v_{ca}). Para tanto, como hipótese inicial, supõe-se que a tensão e a corrente da rede elétrica são compostas por suas respectivas componentes fundamentais adicionadas da terceira harmônica, a fim de que se possa identificar um padrão que permita migrar a análise a um modelo genérico.

1) *Potência injetada na rede elétrica*: a tensão, a corrente e a potência da rede elétrica considerando apenas a componente fundamental e a terceira harmônica podem ser representadas, respectivamente, como:

$$v_g = V_{p1} \sin(\omega t + \varphi_{v1}) + V_{p3} \sin(3\omega t + \varphi_{v3}), \quad (13)$$

$$i_g = I_{p1} \sin(\omega t + \varphi_{i1}) + I_{p3} \sin(3\omega t + \varphi_{i3}), \quad (14)$$

$$p_g = v_g i_g = V_{p1} I_{p1} \sin(\omega t + \varphi_{v1}) \sin(\omega t + \varphi_{i1}) + V_{p1} I_{p3} \sin(\omega t + \varphi_{v1}) \sin(3\omega t + \varphi_{i3}) + V_{p3} I_{p1} \sin(3\omega t + \varphi_{v3}) \sin(\omega t + \varphi_{i1}) + V_{p3} I_{p3} \sin(3\omega t + \varphi_{v3}) \sin(3\omega t + \varphi_{i3}), \quad (15)$$

em que V_{p1} e V_{p3} são as amplitudes da componente fundamental e de terceira harmônica de tensão, φ_{v1} e φ_{v3} são suas respectivas fases iniciais, I_{p1} e I_{p3} são as amplitudes da componente fundamental e de terceira harmônica de corrente e φ_{i1} e φ_{i3} são suas respectivas fases iniciais.

Os termos de (15) podem ser expandidos e reagrupado resultando em:

$$p_g = P_{avg} + p_{2a} \cos(2\omega t) + p_{2b} \sin(2\omega t) + p_{4a} \cos(4\omega t) + p_{4b} \sin(4\omega t) + p_{6a} \cos(6\omega t) + p_{6b} \sin(6\omega t), \quad (16)$$

sendo:

$$P_{avg} = \frac{V_{p1} I_{p1}}{2} (\cos \varphi_{v1} \cos \varphi_{i1} + \sin \varphi_{v1} \sin \varphi_{i1}) + \frac{V_{p3} I_{p3}}{2} (\cos \varphi_{v3} \cos \varphi_{i3} + \sin \varphi_{v3} \sin \varphi_{i3}), \quad (17)$$

$$p_{2a} = \frac{V_{p1} I_{p1}}{2} (-\cos \varphi_{v1} \cos \varphi_{i1} + \sin \varphi_{v1} \sin \varphi_{i1}) + \frac{V_{p1} I_{p3}}{2} (\cos \varphi_{v1} \cos \varphi_{i3} + \sin \varphi_{v1} \sin \varphi_{i3}) + \frac{V_{p3} I_{p1}}{2} (\cos \varphi_{v3} \cos \varphi_{i1} + \sin \varphi_{v3} \sin \varphi_{i1}), \quad (18)$$

$$p_{2b} = \frac{V_{p1} I_{p1}}{2} (\cos \varphi_{v1} \cos \varphi_{i1} + \sin \varphi_{v1} \sin \varphi_{i1}) + \frac{V_{p1} I_{p3}}{2} (\cos \varphi_{v1} \sin \varphi_{i3} - \sin \varphi_{v1} \cos \varphi_{i3}) + \frac{V_{p3} I_{p1}}{2} (\cos \varphi_{v3} \sin \varphi_{i1} - \sin \varphi_{v3} \cos \varphi_{i1}), \quad (19)$$

$$p_{4a} = \frac{V_{p1} I_{p3}}{2} (\sin \varphi_{v1} \sin \varphi_{i3} - \cos \varphi_{v1} \cos \varphi_{i3}) + \frac{V_{p3} I_{p1}}{2} (\sin \varphi_{v3} \sin \varphi_{i1} - \cos \varphi_{v3} \cos \varphi_{i1}), \quad (20)$$

$$p_{4b} = \frac{V_{p1} I_{p3}}{2} (\cos \varphi_{v1} \sin \varphi_{i3} + \sin \varphi_{v1} \cos \varphi_{i3}) + \frac{V_{p3} I_{p1}}{2} (\cos \varphi_{v3} \sin \varphi_{i1} + \sin \varphi_{v3} \cos \varphi_{i1}), \quad (21)$$

$$p_{6a} = \frac{V_{p3} I_{p3}}{2} (\sin \varphi_{v3} \sin \varphi_{i3} - \cos \varphi_{v3} \cos \varphi_{i3}), \quad (22)$$

$$p_{6b} = \frac{V_{p1} I_{p1}}{2} (\cos \varphi_{v1} \sin \varphi_{i1} + \sin \varphi_{v1} \cos \varphi_{i1}). \quad (23)$$

Ainda, é possível agrupar as componentes harmônicas de mesma ordem em (17)-(23), tal que:

$$p_g = P_{avg} + p_2 \sin(2\omega t + \varphi_2) + p_4 \sin(4\omega t + \varphi_4) + p_6 \sin(6\omega t + \varphi_6). \quad (24)$$

Conforme pode ser observado, a frequência das componentes de potência é determinada pela soma e pela subtração entre as frequências das componentes de tensão e de corrente. Assim sendo, o produto entre componentes de tensão e de corrente de mesma frequência gera uma componente de potência média, pois $\omega t - \omega t = 0$ e $3\omega t - 3\omega t = 0$, e uma componente oscilatória, tendo em vista que $\omega t + \omega t = 2\omega t$ e $3\omega t + 3\omega t = 6\omega t$. Adicionalmente, o produto de tensões e correntes com frequências diferentes gera apenas componentes oscilatórias, de valor médio nulo, uma vez que $3\omega t - \omega t = 2\omega t$ e $3\omega t + \omega t = 4\omega t$.

Portanto, é possível generalizar a equação de potência de saída para abranger todo o conteúdo harmônico:

$$p_g = P_{avg} + \sum_{n=1}^{\infty} p_n \sin(n\omega t + \varphi_n), \quad (25)$$

em que p_n e φ_n representam a amplitude e a fase de potência da componente harmônica de ordem n :

$$p_n = \text{sign}(p_{nb}) \sqrt{p_{na}^2 + p_{nb}^2}, \quad (26)$$

$$\varphi_n = \tan^{-1} \left(\frac{p_{na}}{p_{nb}} \right). \quad (27)$$

2) *Potência entregue ao barramento CC*: a potência de entrada do inversor pode ser obtida pela análise da potência desenvolvida em C_{bus} que, de acordo com a Figura 1, é dada por:

$$p_{bus} = \left(I_{cc} + C_{bus} \frac{dv_{bus}}{dt} \right) v_{bus}. \quad (28)$$

Substituindo (1) em (28), obtém-se:

$$p_{bus} = \left(I_{cc} + C_{bus} \frac{dv_{ca}}{dt} \right) (V_{cc} + v_{ca}). \quad (29)$$

Para inversores adequadamente dimensionados, a oscilação da tensão tende a ser muito menor do que seu valor médio, ou seja, $V_{cc} \gg v_{ca}$. Nesse contexto, é possível assumir que:

$$C_{bus} \frac{dv_{ca}}{dt} v_{ca} = 0, \quad (30)$$

e, assim:

$$p_{bus} = V_{cc} I_{cc} + v_{ca} I_{cc} + V_{cc} C_{bus} \frac{dv_{ca}}{dt}. \quad (31)$$

3) *Conservação da potência*: ao assumir que o inversor é ideal, ou seja, que opera sem perdas, pode-se escrever:

$$p_{bus} = p_g. \quad (32)$$

Separando as equações (25) e (31) em suas respectivas parcelas contínuas e alternadas e promovendo-se a igualdade entre as partes equivalentes, obtém-se:

$$V_{cc} I_{cc} = P_{avg}, \quad (33)$$

$$v_{ca} I_{cc} + V_{cc} C_{bus} \frac{dv_{ca}}{dt} = \sum_{n=1}^{\infty} p_n \sin(n\omega t + \varphi_n). \quad (34)$$

Uma vez que (34) é linear, o teorema da sobreposição pode ser aplicado. Assim, dado o padrão das equações que surgem a partir de (34) para cada componente harmônica, pode-se formular uma equação diferencial ordinária (EDO) literal:

$$\frac{d}{dt} v_{can} + \frac{I_{cc}}{V_{cc} C_{bus}} v_{can} = \frac{p_n}{V_{cc} C_{bus}} \sin(n\omega t + \varphi_n), \quad (35)$$

em que v_{can} representa a componente harmônica de ordem n de v_{ca} .

Tendo em vista que a DHT é uma grandeza mensurada em regime permanente, apenas a parcela de (35) que descreve seu comportamento em regime estacionário é relevante às análises seguintes. Portanto, dada a composição da EDO, assume-se que a resposta particular deve assumir o seguinte formato:

$$v_{can} = A_n \sin(n\omega t + \theta_n). \quad (36)$$

Derivando-se (36) em relação ao tempo e substituindo o resultado encontrado, juntamente com (36), em (35), encontra-se:

$$\frac{p_n}{V_{cc} C_{bus}} \sin(n\omega t + \varphi_n) = n\omega A_n \cos(n\omega t + \theta_n) + \frac{I_{cc}}{V_{cc} C_{bus}} A_n \sin(n\omega t + \theta_n). \quad (37)$$

O uso de relações trigonométricas para agrupar os termos seno e cosseno, resulta em:

$$\frac{p_n \cos \varphi_n}{V_{cc} C_{bus}} \sin(n\omega t) + \frac{p_n \sin \varphi_n}{V_{cc} C_{bus}} \cos(n\omega t) = \left[\frac{I_{cc} A_n \cos \theta_n}{V_{cc} C_{bus}} \right] \sin(n\omega t) + \left[\frac{I_{cc} A_n \sin \theta_n}{V_{cc} C_{bus}} \right] \cos(n\omega t) + \left[-n\omega A_n \sin \theta_n \right] \sin(n\omega t) + \left[+n\omega A_n \cos \theta_n \right] \cos(n\omega t) \quad (38)$$

Ao igualar os termos semelhantes de ambos os lados de (38), o seguinte sistema de equações é determinado:

$$\begin{cases} \frac{I_{cc}A_n \cos \theta_n}{V_{cc}C_{bus}} - n\omega A_n \sin \theta_n = \frac{p_n \cos \varphi_n}{V_{cc}C_{bus}}, \\ \frac{I_{cc}A_n \sin \theta_n}{V_{cc}C_{bus}} + n\omega A_n \cos \theta_n = \frac{p_n \sin \varphi_n}{V_{cc}C_{bus}}. \end{cases} \quad (39)$$

Definindo-se:

$$A_{nx} = A_n \cos \theta_n, \quad (40)$$

$$A_{ny} = A_n \sin \theta_n, \quad (41)$$

a solução das equações em (39) passa a ser dada por:

$$A_{nx} = p_n \frac{I_{cc} \cos \varphi_n + V_{cc}n\omega C_{bus} \sin \varphi_n}{I_{cc}^2 + (V_{cc}n\omega C_{bus})^2}, \quad (42)$$

$$A_{ny} = p_n \frac{I_{cc} \sin \varphi_n + V_{cc}n\omega C_{bus} \cos \varphi_n}{I_{cc}^2 + (V_{cc}n\omega C_{bus})^2}. \quad (43)$$

Após determinar A_{nx} e A_{ny} , é possível combiná-las para obter expressões para θ_n e A_n :

$$\theta_n = \tan^{-1} \left(\frac{A_{ny}}{A_{nx}} \right), \quad (44)$$

$$= \tan^{-1} \left(\frac{I_{cc} \sin \varphi_n + V_{cc}n\omega C_{bus} \cos \varphi_n}{I_{cc} \cos \varphi_n + V_{cc}n\omega C_{bus} \sin \varphi_n} \right)$$

$$A_n = \frac{A_{nx} + A_{ny}}{\sin \varphi_n + \cos \varphi_n} \quad (45)$$

$$= p_n \frac{\frac{\sin \varphi_n + \cos \varphi_n}{\sin \theta_n + \cos \theta_n} I_{cc} + \frac{\sin \varphi_n - \cos \varphi_n}{\sin \theta_n + \cos \theta_n} V_{cc}n\omega C_{bus}}{I_{cc}^2 + (V_{cc}n\omega C_{bus})^2}.$$

Nota-se, em (44) e (45), que o termo I_{cc} sempre será muito menor que a parcela $V_{cc}n\omega C_{bus}$. Tal fato é verdadeiro porque ambos, C_{bus} e I_{cc} , são proporcionais à potência, ou seja, aumentam ou diminuem em função de P_o . Assim, escreve-se:

$$v_{ca} = \sum_{n=1}^{\infty} [A_n \sin(n\omega t + \theta_n)], \quad (46)$$

$$v_{ca} = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{p_n}{V_{cc}n\omega C_{bus}} \sin \left[n\omega t + \tan^{-1} \left(\frac{\cos \varphi_n}{\sin \varphi_n} \right) \right]. \quad (47)$$

B. Efeitos de Perturbação em i_{ref}

Uma vez que a tensão v_{ca} tenha sido obtida, é possível verificar seus efeitos na corrente de referência i_{ref} , que afeta diretamente a corrente i_g injetada na rede elétrica.

Primeiramente, substituindo (46) em (5) e manipulando o resultado encontrado para explicitá-lo em termos da magnitude e da fase, determina-se:

$$k_{ca} = -k_v \sum_{n=1}^{\infty} |SBF(n\omega)C_v(n\omega)| A_n \sin \begin{bmatrix} n\omega t + \theta_n + \\ \angle SBF(n\omega) + \\ \angle C_v(n\omega) \end{bmatrix}. \quad (48)$$

Agora, substituindo (48) em (3), considerando que $k_{pu}v_g$ é equivalente à componente fundamental da tensão da rede elétrica $[V_{p1} \sin(\omega t)]$, obtém-se:

$$i_{ref} = (V_{ref} - V_{cc}k_v SBF(s)) C_v(s) k_g V_{p1} \sin(\omega t) - k_v k_g V_{p1} \sin(\omega t) \sum_{n=1}^{\infty} |SBF(n\omega)C_v(n\omega)| A_n \sin \begin{bmatrix} n\omega t + \theta_n + \\ \angle SBF(n\omega) + \\ \angle C_v(n\omega) \end{bmatrix} \quad (49)$$

Ao considerar que em regime permanente o controlador da malha de tensão assegura erro nulo ao rastreamento da referência V_{ref} , tal que a potência de entrada se iguale à de saída, torna-se plausível assumir que a parcela de (49) na frequência fundamental seja reescrita como $\frac{2P_g}{V_{p1}} \sin(\omega t)$.

Assim:

$$i_{ref} = \frac{2P_g}{V_{p1}} \sin(\omega t) -$$

$$k_v \frac{2P_g}{V_{p1}} \sin(\omega t) \sum_{n=1}^{\infty} |SBF(n\omega)C_v(n\omega)| A_n \sin \begin{bmatrix} n\omega t + \theta_n + \\ \angle SBF(n\omega) + \\ \angle C_v(n\omega) \end{bmatrix}. \quad (50)$$

Como pode ser visto em (50), a presença de uma oscilação na tensão do barramento impõe perturbações harmônicas na referência de corrente, que podem ser literalmente descritas por:

$$i_{ref\,dist} = k_v \frac{2P_g}{V_{p1}} \sin(\omega t) \sum_{n=1}^{\infty} Y_n \sin(n\omega t + \alpha_n) \quad (51)$$

em que:

$$Y_n = A_n |SBF(n\omega)C_v(n\omega)|, \quad (52)$$

$$\alpha_n = \theta_n + \angle SBF(n\omega) + \angle C_v(n\omega). \quad (53)$$

Usando identidades trigonométricas:

$$i_{ref\,dist} = k_v \frac{2P_g}{V_{p1}} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{Y_n}{2} [\cos[(n-1)\omega t + \alpha_n] - \cos[(n+1)\omega t + \alpha_n]]. \quad (54)$$

Por fim, encontra-se a equação que descreve a corrente injetada na rede elétrica, em malha fechada, considerando as perturbações da tensão da rede e do barramento CC.

$$i_g = H(s) k_v \frac{2P_g}{V_{p1}} \sin(\omega t) - H(s) k_v \frac{2P_g}{V_{p1}} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{Y_n}{2} [\cos[(n-1)\omega t + \alpha_n] - \cos[(n+1)\omega t + \alpha_n]]. \quad (55)$$

em que $H(s)$ é definido em (12).

A concepção dessa equação representa uma nova ferramenta que pode ser aplicada no projeto de conversores visando a redução da DHT.

IV. RESULTADOS

Nesta seção, são apresentados resultados experimentais com o intuito de validar o equacionamento desenvolvido, sobretudo, a equação (55). Para tanto, um inversor fonte de tensão (VSI) baseado na topologia dual-buck foi projetado, construído e testado considerando todas as premissas descritas na Seção II. Os parâmetros de projeto são: frequência de comutação $f_s = 20$ kHz, referência de tensão do barramento CC $V_{bus,ref} = 200$ V. Os elementos passivos foram projetados com base em [34], sendo definidos como $L_1 = L_2 = 1$ mH, $C_1 = C_2 = 0,68$ μ F, $R_d = 30$ Ω .

Os controladores, ambos do tipo PI, foram ajustados da seguinte forma: controlador de tensão com frequência de corte de 6 Hz e margem de fase de 60°, levando a um ganho proporcional da malha de tensão $k_{pv} = 0,051$ e ganho integral $k_{iv} = 1,12$; controlador de corrente com frequência de corte

800 Hz e margem de fase de 89° , levando a um ganho proporcional da malha de corrente $k_{pi} = 9.88$ e ganho integral $k_{ii} = 63.89$. O filtro rejeita-faixa implementado na malha de controle foi sintonizado em 120 Hz para reduzir a ondulação de tensão do barramento CC. O valor eficaz da componente fundamental da tensão da rede elétrica foi definida como $V_{g,ef} = 110V$, com frequência $f_g = 60Hz$, enquanto as componentes harmônicas de 3ª e 5ª ordem foram ajustadas para satisfazer, respectivamente, $(18 \angle 30^\circ) V$ e $(8 \angle 15^\circ) V$. A capacitância do barramento CC, utilizada para validação da metodologia, foi de $680 \mu F$.

A Figura 2 ilustra a bancada de teste usada para validar o método proposto. A carga é adicionada à configuração apenas para permitir bidirecionalidade, uma vez que a fonte de alimentação CA utilizada opera em dois quadrantes. A ponteira utilizada na medição da corrente injetada na rede foi a Tektronix TCP0030A.

Para analisar o desempenho do método proposto, a corrente de saída do inversor será avaliada em 5 cenários diferentes. No primeiro, a fonte de alimentação CA é ajustada para impor apenas a componente fundamental da tensão da rede elétrica, enquanto o filtro rejeita-faixa está sintonizado em 120 Hz e o controlador *feedforward* está ativo.

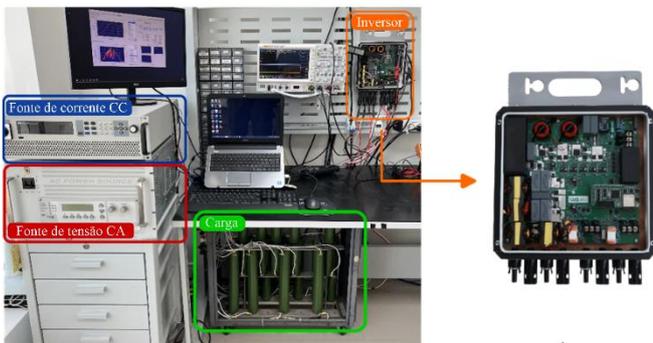


Fig. 2. Bancada de teste para validação da proposta.

A Figura 3 mostra a tensão do barramento CC no Canal 1 (C1), podendo-se observar a ondulação de 120 Hz; No Canal 2 (C2) é ilustrada a tensão da rede elétrica e, no Canal 3 (C3), a corrente nela injetada. Na parte inferior da figura visualiza-se a sobreposição entre a forma de onda experimental da corrente injetada na rede (em formato .csv) e sua representação teórica determinada a partir de (55). Ambas têm seu conteúdo harmônico comparado com os requisitos da norma brasileira NBR16149.

No segundo cenário, as componentes harmônicas de 3ª e 5ª ordem são adicionadas à tensão da rede elétrica. Como esperado, essa perturbação leva a um aumento no conteúdo harmônico da corrente da rede elétrica, conforme ilustrado na Figura 4.

No terceiro cenário, a potência do sistema foi reduzida para 20% do valor nominal, mantendo-se as componentes harmônicas na tensão da rede elétrica. Diante da Figura 5 verifica-se uma ligeira diferença entre as formas de onda experimentais e calculadas, pois a forma de onda derivada da equação teórica considera apenas as componentes harmônicas de 3ª e 5ª ordem, enquanto a forma de onda experimental exibe conteúdo harmônico também em frequências mais altas, resultando em uma maior deformação da forma de onda

experimental para baixa potência. De qualquer forma, a equação demonstrou ser suficientemente adequada para estimar a DHT, tal como consta na Tabela I.

Na Figura 6 observam-se os resultados do quarto cenário de teste. Nesse caso, as componentes harmônicas da tensão da rede são mantidas como no teste anterior, enquanto a potência é restabelecida ao valor inicial de 500 W. Além disso, uma modificação significativa ocorre na malha de controle, tendo sido feita a supressão do filtro rejeita-faixa de 120 Hz. Tal como pode ser constatado na Figura 6, a forma de onda referente a i_{ref} foi adicionada no Canal 4 (C4). Para isso, a variável foi disponibilizada por meio de um conversor digital-analógico do microcontrolador, possibilitando sua captura com uma sonda de tensão. O principal objetivo ao exibir i_{ref} é tornar visível o conteúdo harmônico de 3ª ordem causado pela supressão do filtro rejeita-faixa. Esse fenômeno ocorre porque o controlador de tensão é lento e não consegue mitigar integralmente a ondulação proveniente da tensão do barramento CC. Como resultado, a parcela de 120 Hz, ao ser multiplicada pelo sinal de saída da PLL, com frequência fundamental e 60 Hz, origina duas componentes, uma na frequência fundamental de 60 Hz ($120 \text{ Hz} - 60 \text{ Hz}$) e outra de 180 Hz ($120 \text{ Hz} + 60 \text{ Hz}$). A distorção harmônica no sinal de referência é transferida à corrente injetada na rede, que também passa a apresentar um conteúdo harmônico não desprezível de 180 Hz.

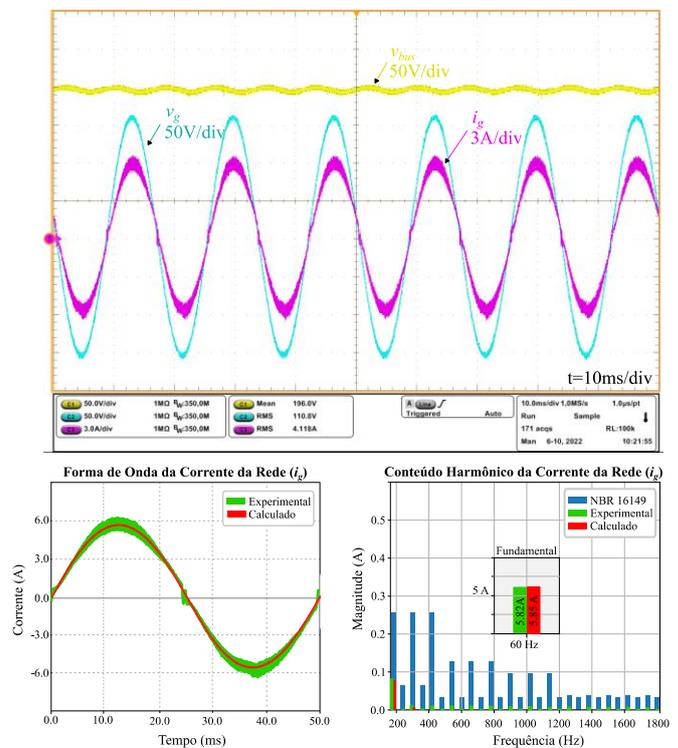


Fig. 3. Resultados para o cenário de 500 W com a tensão da rede elétrica livre de harmônicas. Formas de onda experimentais (parte superior); Forma de onda calculada em vermelho e dados .csv da corrente experimental em verde (parte inferior à esquerda); Conteúdo harmônico da corrente injetada na rede (inferior à direita).

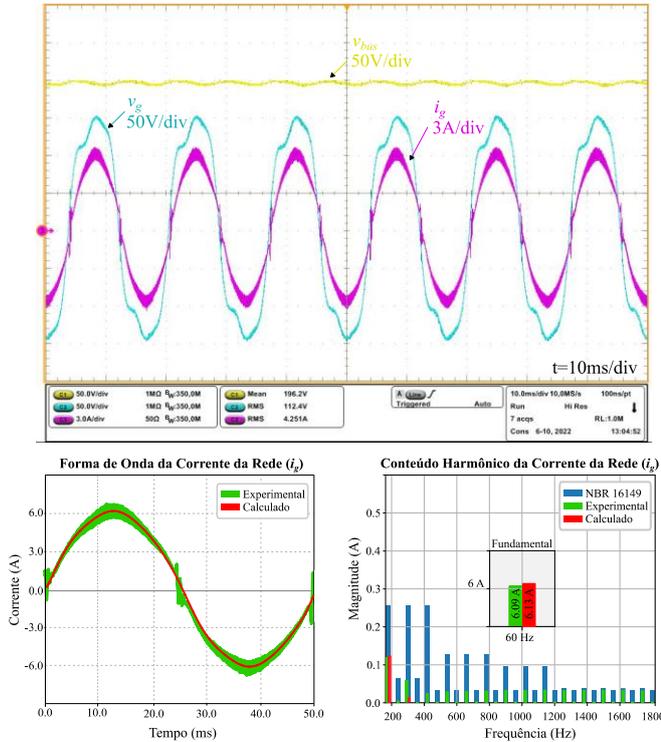


Fig. 4. Resultados para o cenário de 500 W com 3ª e 5ª harmônicas na tensão da rede elétrica (parte superior). Forma de onda calculada em vermelho e dados .csv da corrente experimental em verde (parte inferior à esquerda); Conteúdo harmônico da corrente injetada na rede (inferior à direita).

No último cenário, as componentes harmônicas da tensão da rede e a potência processada pelo inversor são mantidas inalteradas, no entanto, o filtro rejeita-faixa é reintroduzido, e o compensador *feedforward* é removido do circuito. Essa mudança resulta em distorções significativas na corrente injetada na rede, devido à influência direta das componentes harmônicas da tensão. Ao anular o ganho *feedforward* é possível reescrever i_g como:

$$i_g = \frac{C_i(s)k_{pwm}v_{bus}i_{ref}}{sL_f + k_i C_i(s)k_{pwm}v_{bus}} - \frac{v_g}{sL_f + k_i C_i(s)k_{pwm}v_{bus}}. \quad (56)$$

Na Figura 7 verifica-se que o conteúdo harmônico da corrente injetada na rede experimentalmente aproxima-se do padrão previsto por (55), mesmo havendo forte distorção da tensão da rede elétrica. É sempre essencial enfatizar que o surgimento de harmônicas na corrente não está exclusivamente relacionado à i_{ref} em si, que, por sua vez, permanece livre de harmônicas em cenários com o filtro rejeita-faixa. O impacto mais significativo é causado diretamente pelo produto entre v_{bus} e i_{ref} na equação (56).

Por fim, a Tabela I é apresentada com intuito de comparar resultados teóricos e experimentais. Essa Tabela oferece uma visão abrangente do desempenho do sistema sob diferentes condições, permitindo uma análise detalhada da acurácia da equação obtida para descrever i_g . O cálculo da DHT descrita na Tabela 1 contempla um cenário até a 5ª harmônica de corrente, uma vez que a equação proposta para validação considera sua formulação até essa frequência.

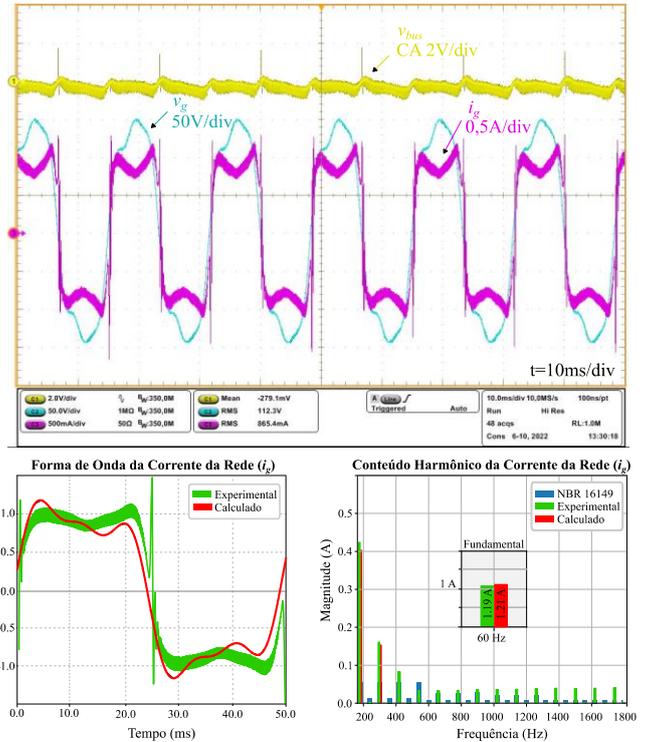


Fig. 5. Resultados para o cenário de 100 W com 3ª e 5ª harmônicas na tensão da rede elétrica (parte superior). Forma de onda calculada em vermelho e dados .csv da corrente experimental em verde (parte inferior à esquerda); Conteúdo harmônico da corrente injetada na rede (inferior à direita).

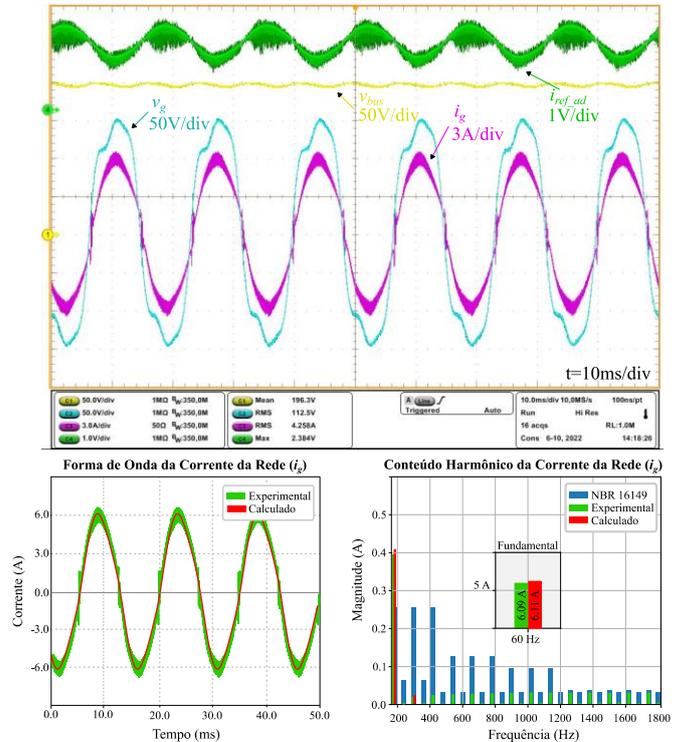


Fig. 6. Resultados para o cenário de 500 W com 3ª e 5ª harmônicas na tensão da rede elétrica sem o filtro rejeita faixa na malha de controle (parte superior). Forma de onda calculada em vermelho e dados .csv da corrente experimental em verde (parte inferior à esquerda); Conteúdo harmônico da corrente injetada na rede (inferior à direita).

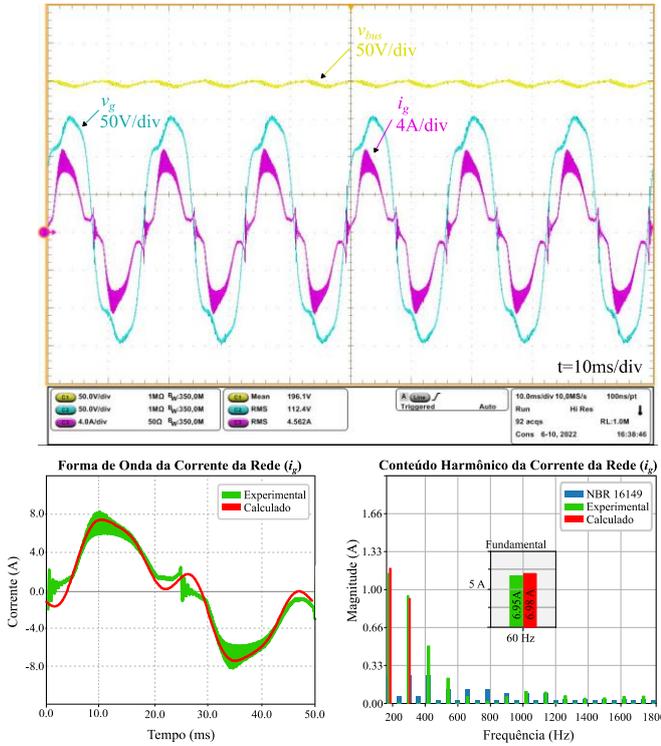


Fig. 7. Resultados para o cenário de 500 W, 3ª e 5ª harmônicas na tensão da rede sem o compensador *feedforward* na malha de controle (parte superior). Forma de onda calculada em vermelho e dados .csv da corrente experimental em verde (parte inferior à esquerda); Conteúdo harmônico da corrente injetada na rede (inferior à direita).

Ao analisar a Tabela I, verifica-se que mesmos os erros percentuais mais elevados são resultados de uma ligeira diferença entre os valores absolutos calculados e experimentais. Em termos efetivos, o erro na estimativa da DHT manteve-se inferior a 8% em todos os cenários avaliados, permitindo vislumbrar uma satisfatória precisão aos projetos de conversores baseados na estimativa da DHT.

Vale destacar que as diferenças entre valores teóricos e práticos surgem devido ao fato de o modelo proposto não contemplar fenômenos como tempo morto dos interruptores, frequência de amostragem do microcontrolador, elementos parasitas intrínsecos aos componentes e queda de tensão do filtro de saída.

V. CONCLUSÕES

Este artigo apresentou uma metodologia aplicada à análise de inversores conectados à rede, que considera a modelagem em malha fechada para determinar uma equação que descreve a corrente injetada na rede elétrica, bem como seu conteúdo harmônico e a DHT associada. Para alcançar uma equação

precisa, incluíram-se na análise perturbações como as componentes harmônicas da tensão da rede elétrica e a oscilação da tensão do barramento CC.

A partir da realização de experimentos, considerando a operação de um inversor dual-buck em diferentes cenários, foi possível constatar que a equação obtida se mostra adequada para prever a DHT da corrente injetada na rede elétrica, tal como comprovam os resultados sumarizados na Tabela I. Ademais, essa equação ainda pode ser aprimorada, incluindo-se no modelo os fatores mencionados anteriormente (elementos parasitas, tempo morto, amostragem e quedas de tensão). No entanto, isso aumentaria o grau de complexidade da equação.

A caracterização adequada e a compreensão de como se estabelece a distorção harmônica de corrente em inversores monofásicos conectados à rede elétrica são cruciais para fomentar o desenvolvimento de novas estratégias de controle. É importante ressaltar que a metodologia aqui proposta pode ser estendida a outros sistemas, porém, cada um com suas peculiaridades devido às estratégias de controle adotadas.

As percepções obtidas a partir deste estudo lançam luz sobre a relação entre complexidade e precisão na determinação do conteúdo harmônico da corrente proveniente de inversores monofásicos conectados à rede elétrica. A metodologia apresentada serve como um importante ponto de partida para o desenvolvimento de uma ferramenta que permita otimizar tais inversores, tendo a DHT como especificação de projeto definida à priori.

REFERÊNCIAS

- [1] Szeberényi, A.; Rokicki, T.; Papp-Váry, Á. “Examining the relationship between renewable energy and environmental awareness”, *Energies*, vol.15, nº 19, pp. 7082, setembro 2022.
- [2] Jiayi, H.; Chuanwen, J.; Xu, R. “A review on distributed energy resources and microgrid”, *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol.12, nº 9, pp. 2472-2483, dezembro 2008.
- [3] Gaddala, R.K.; Majumder, M.G.; Rajashekara, K. “DC-Link voltage stability analysis of grid-tied converters using dc impedance models”, *Energies*, vol.15, nº 17, pp. 6247, agosto 2022.
- [4] Wang, X.; Blaabjerg, F.; Wu, W. “Modeling and analysis of harmonic stability in an ac power-electronics-based power system”, *IEEE Transaction on Power Electronics*, vol.29, nº 12, pp. 6421–6432, fevereiro 2014.
- [5] *IEEE Application Guide for IEEE Std 1547, IEEE standard for interconnecting distributed resources with electric power systems*. 2008. IEEE Std.1547.2-2008.

TABELA I
Comparação entre Resultados Experimentais e Teóricos

Cenário	Fundamental (A)		3ª Harmônica (A)		5ª Harmônica (A)		DHT (%)		Erro
	Exp.	Calc.	Exp.	Calc.	Exp.	Calc.	Exp.	Calc.	
$P_o: 500 \text{ W} - v_g: \text{Fund.}$	5,83	5,85	0,08	0,08	$7,2e^{-3}$	$6,7e^{-4}$	1,41	1,30	7,91
$P_o: 500 \text{ W} - v_g: \text{Fund}+3^a+5^a$	6,09	6,13	0,11	0,12	0,07	$7,1e^{-3}$	2,12	1,97	6,80
$P_o: 100 \text{ W} - v_g: \text{Fund}+3^a+5^a$	1,19	1,21	0,43	0,40	0,16	0,15	38,3	35,5	7,01
$P_o: 500 \text{ W} - v_g: \text{Fund}+3^a+5^a \text{ s/ Filtro}$	6,09	6,11	0,39	0,41	0,03	0,02	6,52	6,76	3,64
$P_o: 500 \text{ W} - v_g: \text{Fund}+3^a+5^a \text{ s/ Feedforward}$	6,95	6,98	1,24	1,26	0,89	0,89	22,1	22,2	0,43

- [6] Lee, J.H.; Yoon, Y.H.; Kim, J.M. "Analysis of IEC 61727 Photovoltaic (PV) systems characteristics of the utility interface", *International Journal of Internet, Broadcasting and Communication*, vol.7, n° 2, pp. 90-95, junho 2015.
- [7] Kumar, D.; Zare, F. "Harmonic analysis of grid connected power electronic systems in low voltage distribution networks", *IEEE Journal of Emerging Selected Topics in Power Electronics*, vol.4, n° 1, pp. 70-79, março 2016.
- [8] Kefalas, T.D.; Kladas, G.K. "Harmonic impact on distribution transformer no-load loss", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol.57, n° 1, pp. 193-200, janeiro 2010.
- [9] Jain, S.K.; Singh, S.N. "Harmonics Estimation in Emerging Power System: Key Issues and Challenges", *Electric Power Systems Research*, vol. 81, n°9, pp. 1754-1766, setembro 2011.
- [10] Blaabjerg, F.; Teodorescu, R.; Liserre, M.; Timbus, A.V. "Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol.53, n° 5, pp. 1398-1409, outubro 2006.
- [11] Balaguer, I.J.; Lei, Q.; Yang, S.; Supatti, U.; Peng, F.Z. "Control for grid-connected and intentional islanding operations of distributed power generation", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol.58, n° 1, pp. 147-157, janeiro 2011.
- [12] Pozzebon, G.G.; Goncalves, A.F.Q.; Pena, G.G.; Mocambique, N.E.M.; Machado, R.Q. "Operation of a Three-Phase Power Converter Connected to a Distribution System", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, n° 5, pp. 1810-1818, maio 2013.
- [13] Lee, J.-H.; Jeong, H.-G.; Lee, K.-B. "Performance Improvement of Grid-Connected Inverter Systems Under Unbalanced and Distorted Grid Voltage by Using a PR Controller", *Journal of Electrical Engineering and Technology*, vol. 7, n° 6, pp. 918-925, novembro 2012.
- [14] Jeong, H.-G.; Kim, G.S.; Lee, K.-B. "Second-Order Harmonic Reduction Technique for Photovoltaic Power Conditioning Systems Using a Proportional-Resonant Controller", *Energies*, vol. 6, n° 1, pp. 79-96, janeiro 2013.
- [15] Chicco, G.; Schlabbach, J.; Spertino, F. "Experimental Assessment of the Waveform Distortion in Grid-Connected Photovoltaic Installations", *Solar Energy*, vol. 83, n° 7, pp. 1026-1039, julho 2009.
- [16] Infield, D.G.; Onions, P.; Simmons, A.D.; Smith, G.A. "Power Quality from Multiple Grid-Connected Single-Phase Inverters", *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 19, n° 4, pp. 1983-1989, outubro 2004.
- [17] Wu, T.F.; Sun, K.H.; Kuo, C.L.; Yu, G.R. "Current Distortion Improvement and DC-Link Voltage Regulation for Bi-Directional Inverter in DC-Microgrid Applications", *In Proceedings of the 26th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Fort Worth, United States, 06-11 March 2011.
- [18] Khajeh, K.G.; Solatalkaran, D.; Zare, F.; Mithulanathan, N. "Harmonic Analysis of Grid-Connected Inverters Considering External Distortions: Addressing Harmonic Emissions Up to 9 kHz", *IET Power Electronics*, vol. 13, n° 6, pp. 1934-1945, junho 2020.
- [19] Xu, J.; Qian, Q.; Zhang, B.; Xie, S. "Harmonics and Stability Analysis of Single-Phase Grid-Connected Inverters in Distributed Power Generation Systems Considering Phase-Locked Loop Impact", *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 10, n° 3, pp. 1470-1480, julho 2019.
- [20] Karimi-Ghartemani, M. "Linear and Pseudolinear Enhanced Phased-Locked Loop (EPLL) Structures", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, n° 3, pp. 1464-1474, março 2014.
- [21] Liu, X.; Sun, H.; Wang, R.; Sun, Q.; Zhang, L.; Wang, P. "Stability Enhancement Method for Grid-Connected Inverters Under Weak Grid: An Improved Feedforward Control Considering Phase-Locked Loop", *IET Electric Power Applications*, vol. 16, n° 8, pp. 1004-1016, agosto 2022.
- [22] Hu, A.; Harb, S.; Kutkut, N.; Batarseh, I.; Shen, Z.J. "A Review of Power Decoupling Techniques for Microinverters with Three Different Decoupling Capacitor Locations in PV Systems", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, n° 6, pp. 2711-2726, junho 2013.
- [23] Lahyani, A.; Venet, P.; Grellet, G.; Viverge P.J. "Failure Prediction of Electrolytic Capacitors During Operation of a Switch Mode Power Supply", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 13, n° 6, pp. 1199-1207, novembro 1998.
- [24] Sun, Y.; Liu, Y.; Su, M.; Xiong, W.; Yang, J. "Review of Active Power Decoupling Topologies in Single-Phase Systems", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, n° 8, pp. 4778-4794, agosto 2016.
- [25] Qin, Z.; Tang, Y.; Loh, P.C.; Blaabjerg, F. "Benchmark of AC and DC Active Power Decoupling Circuits for Second-Order Harmonic Mitigation in Kilowatt-Scale Single-Phase Inverters", *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 4, n° 1, pp. 15-25, março 2016.
- [26] Bae, H.S.; Lee, S J.; Choi, K.S.; Cho, B.H.; Jang, S.S. "Current Control Design for a Grid Connected Photovoltaic/Fuel Cell DC-AC Inverter", *In Proceedings of the 24th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Washington, United States, 15-19 February 2009.
- [27] Serban, I. "Power Decoupling Method for Single-Phase H-Bridge with No Additional Power Electronics", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, n° 8, pp. 4805-4813, agosto 2015.
- [28] Tang, Y.; Yao, W.; Loh, P.; Blaabjerg, F. "Highly Reliable Transformerless Photovoltaic Inverters with Leakage Current and Pulsating Power Elimination", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, n° 8, pp. 1016-1026, agosto 2015.
- [29] McGrath B.P.; Holmes D.G. "A General Analytical Method for Calculating Inverter DC-Link Current Harmonics", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 45, n° 5, pp. 1851-1859, setembro-outubro 2009.

- [30] Du, Y.; Lu, D.D.C.; Chu, G.M.L.; Xiao, W. “Closed-Form Solution of Time-Varying Model and Its Applications for Output Current Harmonics in Two-Stage PV Inverter”, *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 6, nº 1, pp. 142-150, janeiro 2015.
- [31] Kefalas, T.D.; Kladas, A.G. “Harmonic Impact on Distribution Transformer No-Load Loss”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, nº 1, pp. 193-200, janeiro 2010.
- [32] Kumar, D.; Zare, F. “Harmonic Analysis of Grid Connected Power Electronic Systems in Low Voltage Distribution Networks”, *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 4, nº 1, pp. 70-79, março 2016.
- [33] Y. Du and D. D.-C. Lu, “Harmonic Distortion Caused by Single-Phase Grid-Connected PV Inverter”, Power System Harmonics - Analysis, Effects and Mitigation Solutions for Power Quality Improvement. *InTech*, May 2018.
- [34] R. N. Beres, X. Wang, F. Blaabjerg, M. Liserre and C. L. Bak, “Optimal Design of High-Order Passive-Damped Filters for Grid-Connected Applications”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, nº 3, pp. 2083-2098, março 2016.

DADOS BIOGRÁFICOS

Víctor Ferreira Gruner nasceu em Florianópolis, SC, Brasil, em 15 de março de 1987 é engenheiro eletricitista (2015), mestre em engenharia elétrica (2017) pela Universidade Federal de Santa Catarina. Atualmente é estudante de doutorado no Instituto de Eletrônica de Potência INEP-UFSC.

Christopher F. Gonçalves nasceu em Pelotas, RS, Brasil. Ele recebeu o título de Engenheiro Elétrico pelo Instituto Federal de Tecnologia Sul-Rio-Grandense (IFSUL), RS, Brasil, com período no exterior na Universidade do Colorado em Boulder, CO, Estados Unidos, em 2016. Atualmente, ele está cursando Mestrado em Engenharia Elétrica na Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC), SC, Brasil. Suas áreas de interesse incluem conversores elevadores de alta eficiência e

desempenho, conversores estáticos de energia e processamento de energia a partir de fontes renováveis.

Lenon Schmitz nasceu em Blumenau, SC, Brasil em 28 de março de 1990. Ele recebeu os títulos de Engenheiro Eletricista, Mestre e Doutor em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC) em 2013, 2015 e 2020, respectivamente. Atualmente é Professor Adjunto do Departamento de Computação (DEC) da UFSC. Suas áreas de interesse incluem conversores estáticos de potência, processamento de energia proveniente de fontes renováveis e sistemas conectados à rede elétrica. É membro da SOBRAEP e do IEEE.

Denizar Cruz Martins nasceu em São Paulo, SP, Brasil, em 24 de abril de 1955. Ele recebeu o título de Engenheiro Elétrico e Mestre em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC), SC, Brasil, em 1978 e 1981, respectivamente, e o título de Doutor em Engenharia Elétrica pelo Instituto Nacional Politécnico de Toulouse, Toulouse, França, em 1986. Atualmente, ele é professor no Departamento de Engenharia Elétrica da UFSC, onde desenvolve trabalhos sobre os seguintes temas: conversores estáticos CC-CC e CC-CA, correção do fator de potência, qualidade de energia, processamento eletrônico de energia solar fotovoltaica, redes ativas de distribuição, simulação de conversores estáticos e acionamento elétrico. Ele é membro da IEEE, SOBRAEP e SBA.

Roberto Francisco Coelho nasceu em Florianópolis, em agosto de 1982. Ele recebeu o título de Engenheiro Elétrico, Mestre e Doutor em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC), Florianópolis, SC, Brasil, em 2006, 2008 e 2013, respectivamente. Atualmente, ele é professor no Departamento de Engenharia Elétrica e Eletrônica na mesma instituição, onde desenvolve trabalhos relacionados ao processamento de energia a partir de fontes renováveis, controle e estabilidade de microrredes e conversores elevadores de alta eficiência e desempenho. Ele é membro da SOBRAEP e IEEE.