

Modeling and Control of a Single-Phase Grid-Connected Inverter with *LCL* Filter

Jakson P. Bonaldo, José A. O. Filho, Augusto M. S. Alonso, Student *Member, IEEE*, Fernando P. Marafão, *Member, IEEE* and Helmo K. Morales-Paredes, *Senior Member, IEEE*

Abstract—The increasing penetration of renewable energy sources is pushing low-voltage electrical grids to become predominantly power electronic-based. Consequently, the design and operation of the related grid-connected converters must be achieved under proper manner, in order to maintain stability and support reliable operation of the entire power system. Thus, this work presents the modeling and control of a single-phase grid-connected multifunctional inverter, which operates as a current-controlled voltage source inverter using an *LCL*-type output filter. An active damping approach is employed for attenuation of oscillations occurring from interactions between the grid and the inductances and capacitance of the *LCL* filter. Additionally, the voltage and current control loops of the inverter are addressed, considering that the grid impedance is unknown. Experimental results demonstrate stable operation of the inverter and show its satisfactory behavior under steady state conditions, proving its capability to offer ancillary services such as active filtering.

Index Terms — Grid-connected inverter, renewable energy sources, smart microgrids, power quality.

I. INTRODUÇÃO

A descentralização da geração de energia elétrica, impulsionada pela integração de fontes de energia renováveis, tem forçado o desenvolvimento de um novo padrão de operação para as redes de baixa tensão, no qual maior dinamismo e eficiência podem ser alcançados em função da utilização de interfaces de eletrônica de potência [1]. Dentre tais interfaces, conversores eletrônicos de potência (CEPs) são dispositivos que se destacam por serem capazes de ofertar conversão de energia de forma flexível e controlada. Ademais, além da capacidade de despacho de potência ativa, a possível oferta de multifuncionalidades [2], tais como suporte à rede sob condições anormais e compensação de distúrbios, tem se consolidado como uma tendência reconhecida também por importantes normatizações [3]. Entretanto, para que os CEPs

operem de forma efetiva sem impactar negativamente as condições da rede elétrica, requer-se adequada modelagem e controle de suas funcionalidades.

Na literatura, diversos trabalhos abordam o modelo e projeto de controle de CEPs conectados à rede elétrica [4]-[8]. Em sua maioria, o foco de aplicação é dado à implementação de topologias trifásicas, visando principalmente a capacidade de injeção de componentes fundamentais de corrente, isto é, despacho de potência ativa e reativa [5], [8]. Adicionalmente, muitas estratégias de controle não consideram o desconhecimento da impedância da rede, ou não apresentam a capacidade do inversor rastrear referências de corrente arbitrárias, assim como é o caso de um CEP multifuncional com capacidade de compensação de correntes harmônicas [9].

Desta forma, este trabalho tem como objetivo apresentar o modelo e projeto de controle para um CEP monofásico conectado à rede elétrica, considerando-se a existência de um filtro de saída do tipo *LCL*. Tal abordagem possibilita que o CEP possa operar de forma estável e flexível, de acordo com o objetivo de operação, mesmo que a impedância da rede seja desconhecida. Consequentemente, a oferta de serviços ancilares à rede torna-se possível, permitindo que o CEP não só injete potência ativa, mas também opere como um filtro ativo de potência (FAP) na compensação de distúrbios de corrente.

Ressalta-se como principal contribuição deste trabalho a apresentação detalhada de uma metodologia de modelagem e projeto dos controladores de um CEP monofásico, com filtro *LCL* de saída, integrado ao estudo de uma estratégia de amortecimento ativo de ressonâncias, a qual deve prover robustez ao sistema mesmo no caso de desconhecimento da impedância da rede. Ademais, este artigo traz resultados experimentais que demonstram o comportamento do inversor mediante operação independente ou concomitante, da injeção de potência ativa ou da filtragem ativa.

II. TOPOLOGIA E MODELAGEM DO CEP MONOFÁSICO

O arranjo adotado para o projeto do CEP conectado à rede elétrica é apresentado na Fig. 1. Trata-se de um inversor fonte de tensão com saída controlada em corrente, o qual é acoplado à rede através de um filtro *LCL* [5]-[7]. Este filtro permite obter na saída do CEP formas de onda de tensão e corrente com baixa distorção harmônica, além de impedir que as ondulações do chaveamento contaminem a tensão no ponto de acoplamento comum (PAC) [10]. Além disto, a existência da indutância L_2 na topologia é importante, pois aumenta a robustez do sistema frente as variações da impedância da rede, a qual pode ser desconhecida ou variar com o tempo.

The authors are grateful to São Paulo Research Foundation (FAPESP) (Grants 2018/22172-1, 2017/22629-9, 2017/20987-5, 2016/08645-9), National Council for Scientific and Technological Development (CNPq) (Grants 424853/2016-7, 311542/2016-6 and 311332/2018-8) and Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior - Brasil (CAPES) - Finance Code 001.

H. K. Morales-Paredes, J. A. O. Filho, A. M. S. Alonso, and F. P. Marafão are with the São Paulo State University (Unesp), Institute of Science and Technology, Sorocaba, Brazil (e-mails: {helmo.paredes; jose.olimpio; augusto.alonso; fernando.marafao}@unesp.br). A. M. S. Alonso is also with the Department of Electric Power Engineering, Norwegian University of Science and Technology (NTNU), Trondheim, Norway.

J. P. Bonaldo is with Department of Electrical Engineering, Federal University of Mato Grosso (UFMT), Cuiabá, Brazil (e-mail: jaksonpaulo@ufmt.br)

É interessante notar que nesta topologia (Fig. 1(a)), a corrente pelo indutor L_2 (i_F) é controlada ao invés da corrente por L_1 , o que simplifica a função de transferência resultante, devido à ausência de um par de zeros complexos próximos à frequência de ressonância. Além disso, as componentes de chaveamento na corrente de L_2 são muito menores que aquelas da corrente por L_1 . Adicionalmente, com a realimentação da corrente por L_2 é possível compensar o efeito de injeção de potência reativa causado pelo capacitor C_o , uma vez que o controle é aplicado à corrente que efetivamente circula na saída do inversor.

Entretanto, para que o sistema funcione adequadamente é necessário modelar o inversor e projetar malhas de realimentação de tensão e corrente de forma a garantir a estabilidade e resposta dinâmica suficientemente rápida para viabilizar a operação multifuncional do CEP.

O sistema de controle proposto para o CEP utiliza duas malhas de controle [4]-[6]: a primeira é uma malha rápida para controlar a corrente de saída do CEP (i_F) e a outra malha é mais lenta, responsável por manter constante a tensão no barramento CC (v_{CC}). A seguir são discutidos os modelos relacionados ao filtro LCL e à malha de controle de corrente do inversor. Apresenta-se ainda a estratégia de amortecimento ativo adotada para atenuar eventuais ressonâncias entre os componentes do filtro. Na Tabela I estão indicados os valores dos principais parâmetros físicos adotados para o CEP, para a rede elétrica e das cargas de teste usadas neste trabalho. Ressalta-se que o filtro LCL foi projetado conforme [7] e [11].

A. Visão Geral da Estratégia de Controle do Inversor

O diagrama simplificado do sistema de controle flexível para a geração da referência de corrente do inversor é mostrado na parte inferior da Fig. 1(b). A referência de corrente (i_g^*), necessária para manter constante a tensão do barramento CC, é gerada multiplicando-se a tensão normalizada da rede (v_{PAC}) pela corrente de pico oriunda do controlador de tensão (I_{RP}). Ressalta-se aqui que, ao manter constante a tensão do barramento CC, garante-se o balanço de potência entre o lado CC e o lado CA do inversor. Logo, se a fonte de corrente I_{CC} injeta corrente no barramento, a tensão CC tende a aumentar, fazendo com que o I_{RP} seja invertida, caracterizando uma referência de corrente (i_g^*) defasada em 180° em relação a v_{PAC} . Desta forma, ocorre a transferência de energia da fonte local (CC) para a rede (CA).

Para agregar funcionalidades adicionais ao CEP, a referência de corrente para injeção de energia (i_g^*) é somada ao inverso da corrente da carga, o que viabiliza a compensação de distúrbios da carga, tal como a mitigação de conteúdo harmônico e reativo. Finalmente, a corrente de referência do inversor ($i_{F_ref} = i_g^* - i_L$) é direcionada para o controlador de corrente do CEP. A chave Ch é usada para operar o conversor apenas injetando a energia da fonte I_{CC} na rede (quando a chave está em 0) ou realizando a compensação da corrente da carga e a injeção de energia (quando a chave está na conectada a i_L).

É interessante notar que a forma de onda da referência de corrente para injeção de energia na rede (i_g^*) é a igual à forma

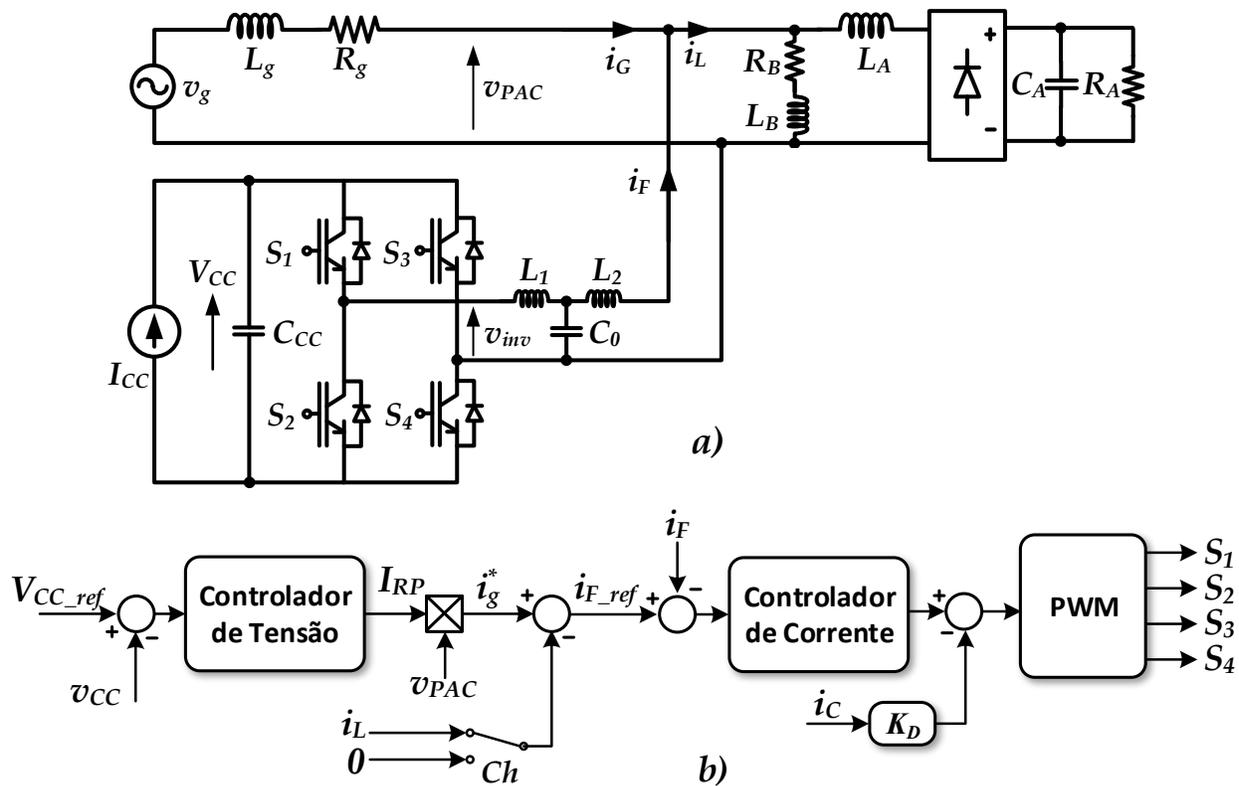


Fig. 1. Visão geral: a) da topologia do CEP monofásico multifuncional com filtro LCL; b) do sistema de controle e geração de referências.

de onda da tensão v_{PAC} , não sendo necessária a utilização de dispositivos para sincronização com a rede, tais como PLLs, enquanto o inversor estiver conectado. É importante destacar que este trabalho não prevê a operação ilhada do conversor e, portanto, no caso de falta da rede, o conversor seria prontamente desconectado. Aspectos relacionados à limitação da corrente de compensação não são tratados neste trabalho, podendo ser encontrados em [12]-[14].

B. Estágio de Saída: Filtro LCL

A Fig. 2 apresenta o circuito equivalente do filtro LCL obtido a partir da Fig. 1. A partir deste circuito é possível obter a função de transferência (1), que relaciona a corrente de saída do filtro (i_F) com a tensão gerada pelo CEP (V_{inv}). (2) e (3) representam, respectivamente, a indutância e a resistência equivalente da rede e do indutor de saída do filtro.

Neste modelo, a tensão da rede atua como um distúrbio para o sistema. Assim, para obtenção da função de transferência que relaciona a variável de controle, $V_{inv}(s)$, com a variável controlada, $I_F(s)$, as demais entradas do sistema são desconsideradas. Por esta razão, a tensão da rede é desconsiderada e a rede é vista como um curto circuito, tal como mostrado na Fig. 2.

$$G_F(s) = \frac{I_F(s)}{V_{inv}} = \frac{s \cdot C_0 \cdot R_0 + 1}{s^3 \cdot \alpha + s^2 \cdot \beta + s \cdot \gamma + R_1 + R'_2} \quad (1)$$

sendo,

$$\alpha = L_1 \cdot L'_2 \cdot C_0 \quad (1.a)$$

$$\beta = C_0 \cdot (L_1 \cdot R'_2 + L'_2 \cdot R_1 + L_1 \cdot R_0 + L'_2 \cdot R_0) \quad (1.b)$$

$$\gamma = C_0 \cdot (L_1 + L'_2 + R_1 \cdot R'_2 + R_1 \cdot R_0 + R'_2 \cdot R_0) \quad (1.c)$$

$$L'_2 = L_2 + L_g \quad (2)$$

$$R'_2 = R_2 + R_g \quad (3)$$

A frequência de ressonância do filtro LCL ($\omega_{c_{LCL}}$) é dada por (4).

$$\omega_{c_{LCL}} = \sqrt{\frac{1}{\frac{L_1 \cdot L'_2}{L_1 + L'_2} \cdot C_0}} \quad (4)$$

C. Amortecimento Ativo e Malha de Controle de Corrente

Devido ao ganho elevado na frequência de ressonância ($\omega_{c_{LCL}}$), o CEP com filtro LCL pode se tornar instável. A mitigação desse problema pode ser realizada pela inserção de uma resistência em série com o capacitor, ocasionando um aumento no amortecimento do sistema [10], [15]. Embora a técnica seja simples, uma parte da energia gerada dissipa-se no resistor, diminuindo a eficiência global do sistema [16].

Assim, um método mais elegante, denominado amortecimento ativo, baseia-se em emular uma resistência virtual, ao invés de usar uma resistência física em série com o capacitor do filtro LCL [7]. Em contrapartida, uma desvantagem deste método é a necessidade de um sensor adicional para medir a corrente do capacitor.

Dessa forma, considerando a implementação da estratégia de amortecimento ativo, a malha de controle de corrente é

TABELA I
PARÂMETROS DO CEP, REDE E CARGAS ADOTADOS.

	Parâmetros	Valores
Rede	Indutância da rede, L_g	0,5 mH
	Resistência da rede, R_g	100 mΩ
	Indutâncias do filtro LCL, $L_1 = L_2$	0,5 mH
	Resistência interna dos indutores do filtro LCL, $R_1 = R_2$	100 mΩ
CEP	Capacitância do filtro LCL, C_0	3 μF
	Resistência equivalente do capacitor do filtro LCL, R_0	10 mΩ
	Tensão do barramento CC, V_{CC}	300 V
	Corrente CC injetada pela fonte I_{CC}	3 A
Carga Linear	Capacitância do barramento CC, C_{DC}	5 mF
	Indutância da carga linear, L_B	70 mH
	Resistência da carga linear, R_B	3 Ω
	Resistência da carga não-linear R_A	95 Ω
Carga Não Linear	Capacitância da carga não-linear, C_A	1000 μF
	Indutância de acoplamento da carga não-linear, L_A	2 mH

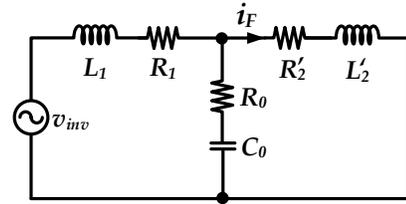


Fig. 2. Circuito equivalente do filtro LCL.

dada conforme Fig. 3. Uma vez que a implementação experimental do CEP é um dos objetivos deste trabalho, observa-se a adoção do ganho (K_{SIF}) para realizar a normalização das correntes, o que facilita a implementação prática, principalmente se um processador digital de sinais (DSP) for usado para o controle do inversor. Assim, a função de transferência (1) pode ser reescrita como (5) em função de tensão e corrente normalizadas e considerando-se o ganho estático do inversor monofásico (K_{inv}), o qual é dado pela tensão do barramento CC (V_{CC}). Denomina-se I_F^* como a corrente de saída normalizada e V_{inv}^* como o sinal modulante normalizado para o inversor de tensão.

$$G_F^*(s) = \frac{I_F^*(s)}{V_{inv}^*(s)} = \frac{K_{inv} \cdot K_{SIF} \cdot (s \cdot C_0 \cdot R_0 + 1)}{s^3 \cdot \alpha + s^2 \cdot \beta + s \cdot \gamma + R_1 + R'_2} \quad (5)$$

O amortecimento ativo é obtido considerando que a corrente pelo capacitor, obtida conforme (6), é somada à referência de tensão do modulador PWM do inversor, assim como mostrado no diagrama de blocos do sistema de controle da corrente do conversor da Fig. 3.

$$\frac{I_c(s)}{I_F(s)} = \frac{s^2 \cdot L_2 \cdot C + s \cdot C \cdot R_2}{s \cdot C \cdot R_2 + 1} \quad (6)$$

A corrente pelo capacitor é ponderada pelo ganho K_D , o qual tem dimensão de resistência, levando ao amortecimento da ressonância. Dessa forma, a função de transferência amortecida é obtida conforme (7). Uma vez que o sistema está descrito em função de valores normalizados, a corrente pelo capacitor também é normalizada através do ganho de corrente K_{SIC} .

$$G_{FD}(s) = \frac{I_F^*(s)}{V_{inv}^*(s) - K_D \cdot K_{SIC} \cdot I_c(s)} \quad (7)$$

Por fim, a função de transferência $G_{FD}(s)$, com correntes

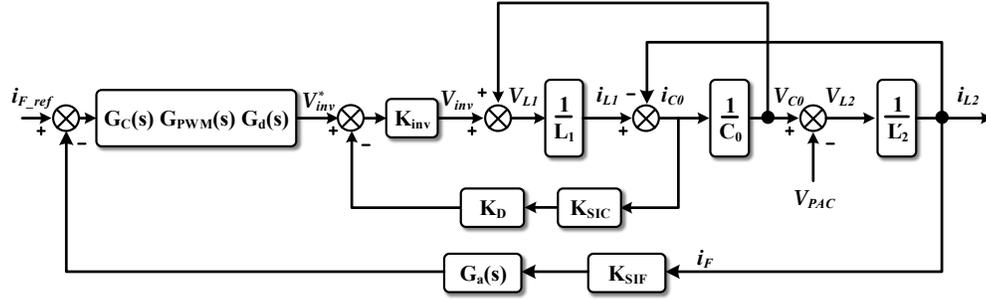


Fig. 3. Diagrama de blocos da malha de corrente do CEP.

$$G_{FD}(s) = \frac{K_{inv}K_{SIF}(sC_0R_0 + 1)}{s^3L_1L_2C_0 + s^2C_0(K_DK_{SIF}K_{SIC}K_{inv}L_2' + L_1R_2' + L_2R_1' + L_1R_0 + L_2R_0) + s(K_DK_{SIF}K_{SIC}K_{inv}R_2'C_0 + L_1 + L_2' + R_1R_2'C_0 + R_1R_0C_0 + R_2'R_0C_0) + R_1 + R_2'} \quad (8)$$

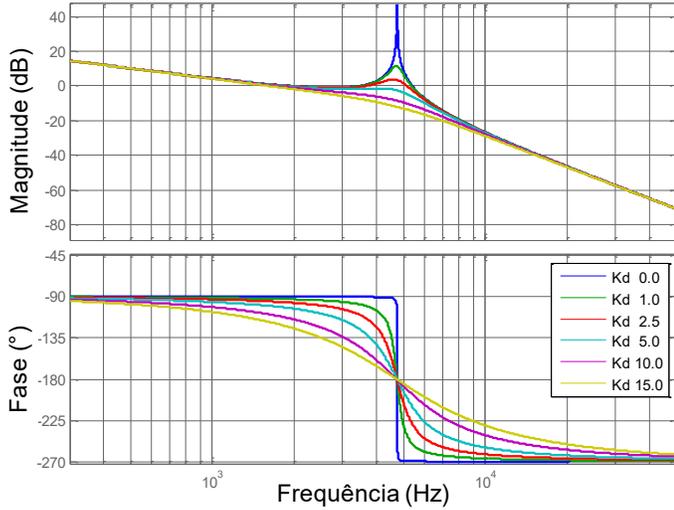


Fig. 4. Resposta em frequência da função de transferência do filtro LCL, considerando-se diferentes valores do fator de amortecimento.

normalizadas e considerando o amortecimento ativo, é dada por (8). Na Fig. 4 apresenta-se a resposta em frequência da função de transferência do filtro para diferentes valores de amortecimento. Nota-se que o valor do coeficiente de amortecimento deve ser escolhido considerando uma significativa atenuação do pico de ressonância. Entretanto, a resposta da fase restringe os valores de tal fator de atenuação, pois, para amortecimentos elevados (valores elevados de K_D), a margem de fase do sistema diminui e o sistema com amortecimento ativo pode não operar da maneira desejada.

III. PROJETO DOS CONTROLADORES DE CORRENTE E TENSÃO

Esta seção apresenta a metodologia aplicada para o projeto dos controladores de corrente e tensão do CEP, bem como uma discussão sobre o efeito da impedância da rede na estabilidade do conversor.

A. Projeto do Controlador de Corrente

Como citado anteriormente, o diagrama de blocos usado para projetar o controlador da malha de corrente baseia-se na Fig. 3. A função de transferência da malha aberta $G_{MA}(s)$, dada em (9), é obtida considerando o atraso devido ao modulador PWM, $G_{PWM}(s)$, o qual é dado por (10). Uma vez que o objetivo é implementar o controlador em um sistema digital, deve ser

considerado o atraso devido ao tempo de processamento do algoritmo de controle, $G_d(s)$, conforme (11) [4]. O conversor analógico-digital adotado apresenta um filtro *anti-aliasing* em sua entrada, que é dado pela função de transferência $G_a(s)$, conforme (12).

$$G_{MA}(s) = K_{inv}K_{SIF}G_{FD}(s)G_{PWM}(s)G_d(s)G_a(s) \quad (9)$$

$$G_{PWM}(s) = \frac{1 - s\frac{1}{4}T_s}{1 + s\frac{1}{4}T_s} \quad (10)$$

$$G_d(s) = \frac{1 - s\frac{1}{2}T_s}{1 + s\frac{1}{2}T_s} \quad (11)$$

$$G_a(s) = \frac{\omega_{c_{anti}}}{s + \omega_{c_{anti}}} \quad (12)$$

O controlador de corrente $G_C(s)$ é baseado em um controlador proporcional ressonante e um controlador ressonante harmônico [4], [17]-[19], definido por (13). Nesta implementação, a ordem harmônica a ser compensada é representada por h , ω_o é a frequência fundamental da rede e K_C , K_{IPR} e ω_{cPR} são, respectivamente, o ganho proporcional, o ganho integral e a banda passante do controlador ressonante. O valor de K_{IPR} é escolhido de forma a produzir um ganho elevado nas frequências harmônicas e ω_{cPR} deve ser projetado de forma a manter um compromisso entre a seletividade das componentes harmônicas compensadas e a tolerância em relação ao possível desvio da frequência nominal da rede.

$$G_C(s) = K_C + \sum_{h=1,3,5,\dots,15} \frac{2K_{IPR}\omega_{cPR}s}{s^2 + 2\omega_{cPR}s + (h\omega_o)^2} \quad (13)$$

O ganho K_C do controlador de corrente pode ser calculado com base no ganho necessário para levar a função de transferência de laço aberta compensada a ter uma frequência de cruzamento por zero de ω_{CL} , de modo que:

$$K_C = \frac{1}{|G_{MA}(j\omega_{CL})|} \quad (14)$$

Alternativamente, o controlador de corrente pode ser projetado considerando-se que abaixo da frequência de ressonância, $G_{MA}(s)$ se comporta como uma indutância. Assim,

em tais frequências, o filtro LCL pode ser simplificado como uma indutância total equivalente dada por (15). Portanto, o ganho proporcional do controlador $G_C(s)$ pode ser aproximado por (16). A equação (16) produz valores aceitáveis para K_C desde que a resistência do indutor seja menor do que a sua reatância na frequência ω_{CL} , a qual determina a frequência de cruzamento (banda passante) desejada para o sistema de compensação em malha fechada.

$$L_T = L_1 + L'_2 \quad (15)$$

$$K_C = \frac{\omega_{CL} L_T}{K_{inv} K_{SIF}} \quad (16)$$

A Tabela II apresenta os parâmetros projetados para o controlador de corrente, enquanto a Fig. 5 demonstra a resposta em frequência da função de transferência de malha aberta, $G_{MA}(s)$, com e sem o compensador $G_C(s)$. Notar que a margem de fase é de aproximadamente 46° e a margem de ganho é de 5 dB. A banda passante da malha de corrente é de 1,2 kHz. Se fosse utilizado o método aproximado os ganhos seriam: $K_C = 0,56$, margem de ganho de 4,7 dB, e margem de fase de 43° .

B. Modelagem do Barramento CC e Projeto do Controlador de Tensão

O controle do barramento CC é responsável por manter o balanço de potência entre a potência que é entregue ao sistema na saída do conversor e a potência no barramento CC, mesmo quando o conversor atua apenas como um FAP (isto é, não processando potência ativa). O diagrama de blocos do sistema de controle em malha fechada da tensão do barramento CC é apresentado na Fig. 6, no qual inclui-se o ganho da malha de controle de corrente, $1/K_{SIF}$, conforme [4].

A função de transferência do sistema de controle da tensão CC, $G_{CC}(s)$, é obtida através de uma análise de pequenos sinais e relaciona a tensão do barramento CC, dada por $\tilde{v}_{CC}(s)$, com a corrente de pico na rede, $\tilde{i}_{rp}(s)$ [20], [21], como mostrado em (17).

$$G_{CC}(s) = \frac{\tilde{v}_{CC}(s)}{\tilde{i}_{rp}(s)} = \frac{V_{CC}}{s\sqrt{2}C_{CC}V_{CC.ref}} \quad (17)$$

Quanto ao controlador de tensão, adota-se um do tipo proporcional-integral (PI). Tal compensador, $PI_{CC}(s)$, é responsável por produzir o valor de pico da corrente de referência para o conversor (18). Deseja-se que este controlador opere com uma banda passante suficientemente estreita para evitar oscilações no valor de pico da referência de corrente e minimizar a interação com o controlador rápido de corrente, o qual tem uma banda passante maior [22].

$$PI_{CC}(s) = K_{PCC} + \frac{K_{ICC}}{s} \quad (18)$$

Um filtro passa-baixas, $H_{PB}(s)$, dado por (19), é projetado para atenuar a ondulação de 120 Hz presente na tensão do barramento CC. Neste trabalho considera-se uma frequência de corte (ω_{CPB}) igual a 12 Hz.

$$H_{PB}(s) = \frac{\omega_{CPB}}{s + \omega_{CPB}} \quad (19)$$

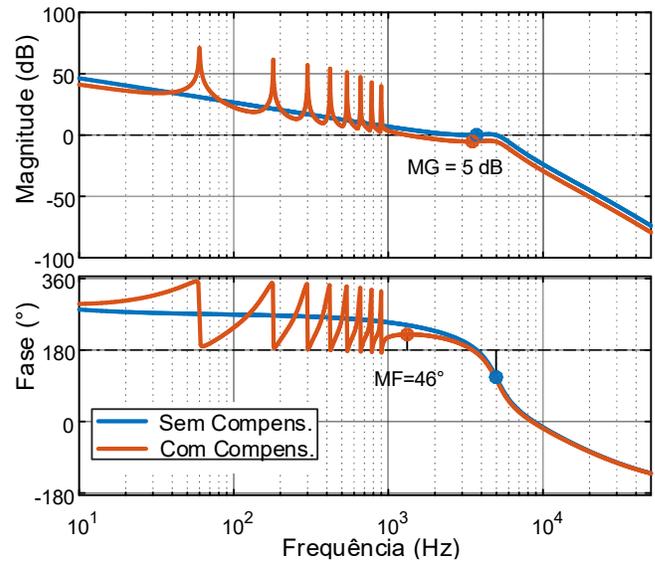


Fig. 5. Resposta em frequência da função de transferência do laço aberto do controlador de corrente.

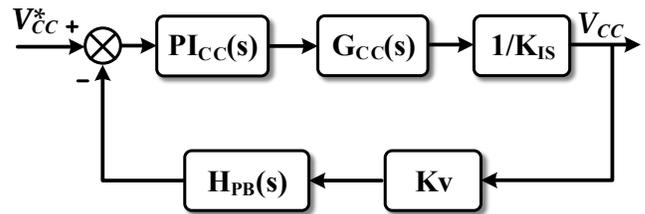


Fig. 6. - Controle da tensão no barramento CC.

TABELA II
PARÂMETROS DO CONTROLADOR DE CORRENTE.

Parâmetro	Valor
K_{inv}	300
K_{IS}	0,0667
ω_{CL}	7,54 krad/s
ω_{cPR}	5 rad/s
K_C	0,53
K_{IPR}	100
ω_{canti}	81,7 krad/s
ω_o	377 rad/s
T_s	38 μ s

Finalmente, a função de transferência em malha fechada resultante é obtida conforme (20).

$$H_{CCMF}(s) = \frac{G_{CC}(s)PI_{CC}(s)\left(\frac{1}{K_{SIF}}\right)}{1 + PI_{CC}(s)G_{CC}(s)H_{PB}(s)K_V} \quad (20)$$

Apresenta-se na Fig. 7 a resposta em frequência da função de transferência da tensão no barramento CC com e sem o compensador PI. A banda passante foi ajustada em 7 Hz e a margem de fase em 70° , a fim de obter um sistema compensado com baixo sobressinal, resultando em um compensador PI com $K_{PCC} = 2,2$ e $K_{ICC} = 49$. A tensão de pico da rede é 180 V, enquanto a tensão de referência para o barramento CC ($V_{CC.ref}$) é 300 V. O ganho do sensor de tensão do barramento CC é $K_V = 0,00333$. Finalmente, A Tabela III resume os principais parâmetros do sistema de controle da tensão do barramento CC.

C. Considerações Sobre Variações na Indutância da Rede

Conforme apresentado anteriormente na Fig. 1, a rede apresenta uma indutância (L_g) e uma resistência (R_g), cujos valores geralmente são desconhecidos. Segundo as equações (8) e (9), estes parâmetros afetam o comportamento dinâmico do sistema, impactando sua estabilidade. Dessa forma, para avaliar o efeito destes parâmetros na estabilidade do conversor, os principais polos do sistema em malha fechada são apresentados na Fig. 8 considerando diferentes valores de L_g .

Tal representação é obtida através da aplicação de uma realimentação unitária em (9), a qual é a função de transferência de malha aberta do sistema de controle de corrente já compensado, utilizando os parâmetros apresentados nas Tabelas I e II.

Observa-se que, conforme a indutância da rede diminui, os polos se aproximam do eixo imaginário, o que tende a diminuir o amortecimento do sistema e aumentar as oscilações. Para $L_g < 0,25 \text{ mH}$ o sistema torna-se instável, pois os pólos passam a estar localizados no lado direito do plano complexo. A robustez do sistema pode ser melhorada se a indutância L_2 do filtro LCL for aumentada. No entanto, tal modificação pode ser evitada, uma vez que, o sistema torna-se instável apenas quando a rede apresenta uma indutância consideravelmente baixa. Ainda, nota-se que o impacto de R_g na estabilidade é mínimo, pois todo o amortecimento necessário é provido pela resistência virtual e caso ocorra um aumento da resistência R_g , o sistema se tornaria ainda mais amortecido.

Por outro lado, indutâncias elevadas no lado da rede causam variações de tensão significativas, mesmo para correntes relativamente baixas injetadas pelo inversor. Neste tipo de cenário, é possível que a tensão ultrapasse os limites regulamentados, levando o inversor a desconexão pela atuação da proteção anti-ilhamento. No entanto, este tipo de cenário não é abordado, pois os algoritmos de detecção de ilhamento estão além do escopo deste trabalho.

IV. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Como o intuito de validar experimentalmente a modelagem e o projeto de controle do CEP multifuncional monofásico, o sistema mostrado na Fig. 1 foi implementado em um protótipo laboratorial, o qual é conectado diretamente à rede elétrica provida pela concessionária local. Os algoritmos de controle, processamento de sinais e geração de referência são implementados em um DSP ponto flutuante TMS320F28335. O hardware de potência é composto por um inversor monofásico e uma fonte de corrente CC, a qual é baseada em topologia *boost* (conversor CC-CC), com controle em corrente. Tanto o inversor quanto o conversor *boost* são implementados usando IGBTs Semikron SKM50GB. Os IGBTs são chaveados a uma frequência de 13 kHz. A potência nominal do conversor implementado é de 10 kVA. No entanto, para os testes executados a capacidade não excedeu 1,2 kVA. A Fig. 9 mostra o protótipo do CEP. Para obtenção dos resultados experimentais foram usados um osciloscópio DLM2000 e um analisador de potência Yokogawa WT3000E.

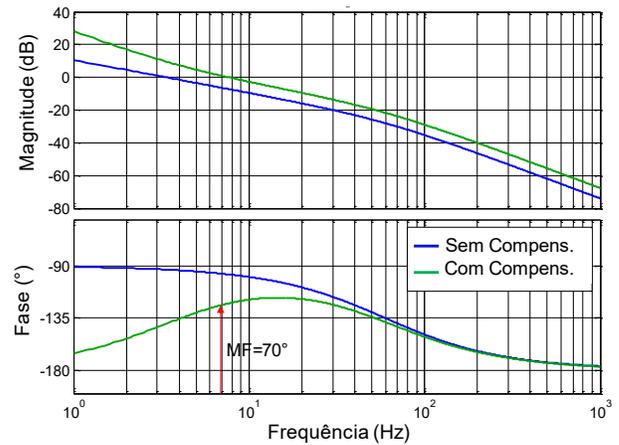


Fig. 7. Resposta em frequência da função de transferência do barramento CC antes e depois da compensação PI.

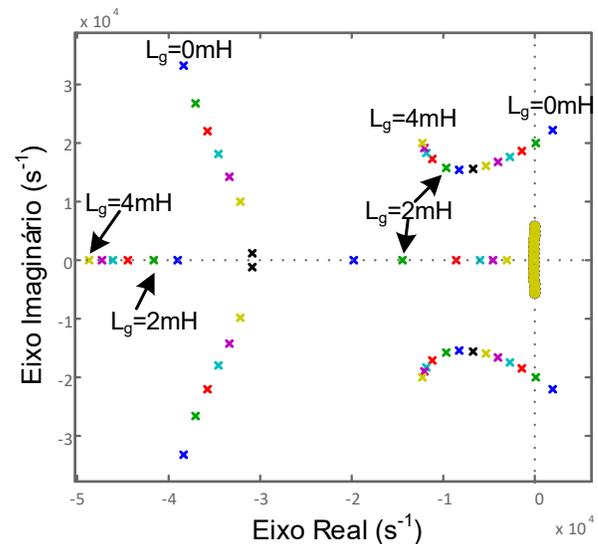


Fig. 8. Pólos do sistema em malha fechada considerando variação de L_g .

TABELA III
PARÂMETROS DO CONTROLADOR DE TENSÃO CC.

Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor
V_{cc}	300 V	ω_{CL}	7 Hz
V_p	180 V	K_{PCC}	2,2
K_V	0,00333	K_{ICC}	49
K_{IS}	0,0667	MF	70°

Na Fig. 10 são apresentadas as formas de onda no caso do CEP operando como FAP. Previamente à compensação, a distorção da corrente da carga era de $DHT_{i_L} = 90 \%$. Após ser habilitada a compensação de componentes não ativas de corrente, a distorção da corrente no PAC (i_G) resulta em $DHT_{i_G} = 5 \%$. Logo, a corrente i_G se torna praticamente senoidal e em fase com a tensão (v_{PAC}).

Já a Fig. 11 demonstra a resposta do CEP submetido um degrau de carga, considerando sua operação como FAP. Nota-se que o CEP leva em torno de dois ciclos para entrar em regime permanente e sem a ocorrência de sobressinais.

A resposta dinâmica do controlador de tensão do barramento CC é mostrada na Fig. 12, juntamente com a dinâmica das correntes pela rede e pelo CEP. Inicialmente a fonte de corrente I_{CC} encontra-se desligada. No instante (1) esta fonte é ligada,

passando a injetar 2 A no barramento CC do CEP. No instante (2) a carga não linear é desconectada do PAC, caracterizando um degrau de carga. Já no instante (3) esta carga é reconectada ao PAC. A transição entre cada um destes instantes pode ser observada na Fig. 12, demonstrando o comportamento dinâmico adequado do sistema. Ainda, note que, apesar das diversas condições operacionais impostas ao CEP, a tensão no barramento se mantém constante, com ondulação desprezível em regime permanente.

Uma análise da distorção harmônica de corrente introduzida pelo conversor é realizada com base na Fig. 13, que mostra o conversor operando como inversor com diversos níveis de potência, sem que nenhuma carga seja conectada ao ponto de acoplamento, isto é, o inversor apenas injeta na rede a energia gerada pela fonte local. A Tabela IV resume os principais parâmetros de cada caso mostrado. Note que a DHT da corrente resulta extremamente baixa para os casos mostrados, exceto para o caso extremo em que apenas 45 W de potência são injetados pelo inversor, quando a DHT resultou em 11,1 %. No entanto, este valor é irrelevante, pois representa uma corrente total de distorção de apenas 0,34 A (somando-se todas as componentes harmônicas, exceto a fundamental).

Nota-se na Fig. 14(a) o sistema operando sem amortecimento algum da ressonância (isto é, $K_D = 0$). Através do espectro da corrente pela rede mostrado na Fig. 15(a), observa-se que a ressonância ocorre em torno de 3,8 kHz. A atuação do amortecimento ativo é então habilitada e a visão detalhada da forma de onda resultante é apresentada na Fig. 14(b). Para este caso o amortecimento ativo foi ajustado para $K_D = 5$. A forma de onda da corrente pela rede torna-se praticamente livre de componentes de alta frequência. Tal afirmação pode ser confirmada pelo espectro de i_G , o qual é mostrado na Fig. 15(b). Nota-se a eliminação da oscilação presente tanto na corrente pela rede quanto na tensão do PAC.

Por fim, a operação da técnica de amortecimento ativa da ressonância entre o capacitor do filtro LCL e a indutância equivalente do sistema é demonstrada. Na Fig. 16 está indicado o instante em que é habilitada a estratégia de amortecimento ativo do filtro LCL. No instante indicado, o fator de amortecimento é alterado de $K_D = 0$ para $K_D = 5$. Detalhes das formas de onda da tensão no PAC e da corrente pela rede podem ser observados na Fig. 14. O espectro correspondente às formas de onda da Fig. 14 é mostrado na Fig. 15.

Portanto, comprova-se a eficácia do método proposto, demonstrando que a operação do CEP se mantém estável, possibilitando uma operação robusta para a oferta de multifuncionalidades como a compensação de correntes indesejadas.

TABELA IV
MEDIÇÕES DAS FORMAS DE ONDA DA FIG. 13.

Parâmetro	Fig. 13(a)	Fig. 13(b)	Fig. 13(c)
P_{inv} [W]	756	401	46
I_{F_RMS} [A]	5,67	3,046	0,345
DHT (i_F) [%]	1,6	2,6	11,1
I_{F1} [A]	5,67	3,045	0,343

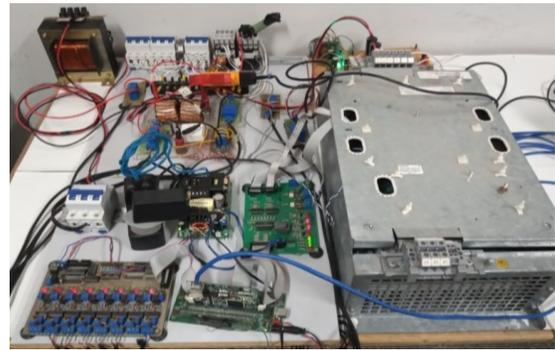


Fig. 9. Protótipo utilizado na validação experimental do CEP.

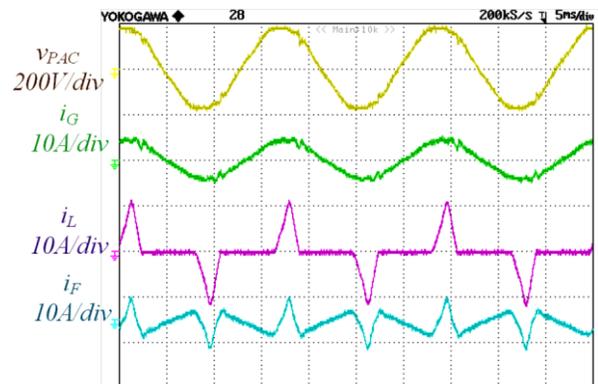


Fig. 10. Formas de onda para o CEP como FAP. De cima para baixo: tensão (v_{PAC}) e corrente (i_G) no PAC, corrente da carga (i_L), corrente do CEP (i_F).

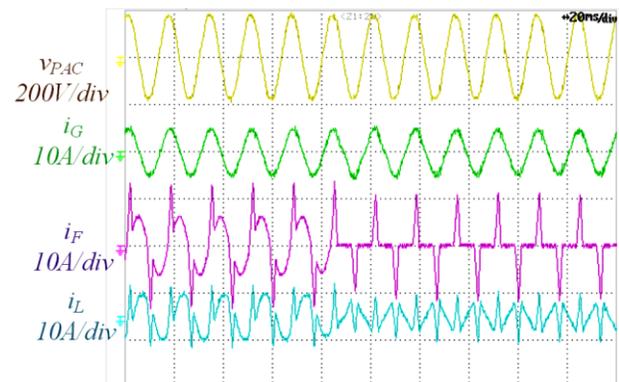


Fig. 11. CEP operando como FAP quando ocorre um degrau de carga.

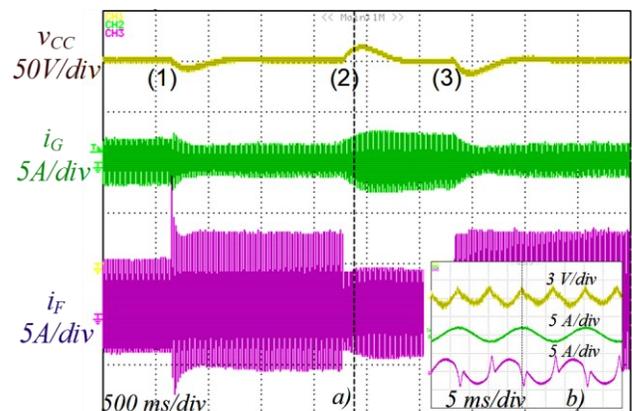


Fig. 12. Resposta do controle de tensão do CEP: (a) Comportamento dinâmico do barramento de tensão CC; (b) Detalhe da ondulação de tensão do barramento CC em regime permanente. De cima para baixo: tensão do barramento CC (V_{CC}); corrente no PAC (i_G); corrente do CEP (i_F).

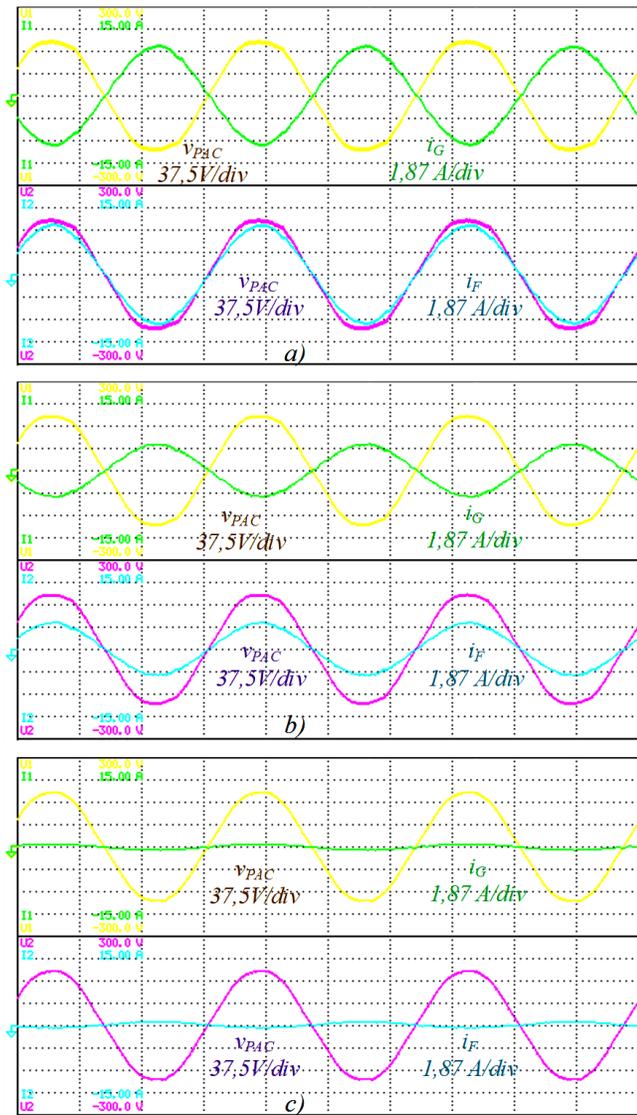


Fig. 13. Inversor injetando apenas potência ativa na rede (chave *Ch* na posição zero): a) injeção de 756 W, b) injeção de 401 W; c) injeção de 46 W.

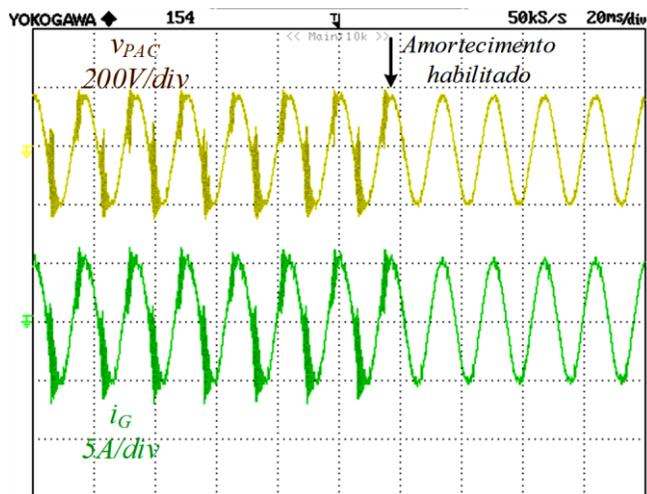


Fig. 16. Funcionamento da estratégia de amortecimento ativo.

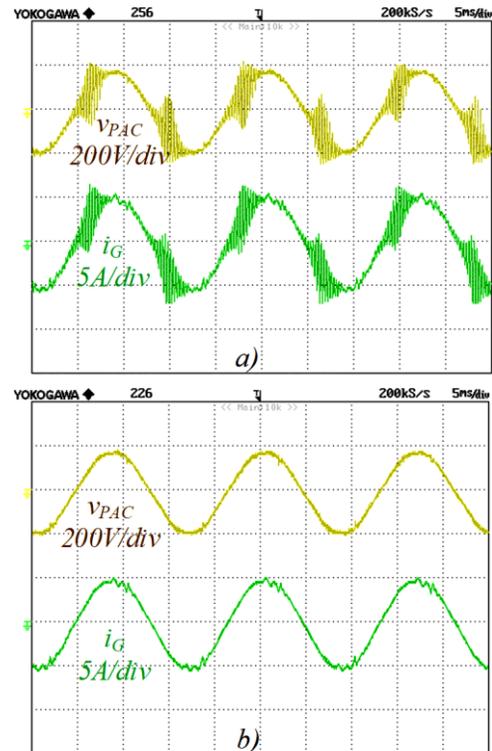


Fig. 14. Detalhe da tensão no PAC e da corrente pela rede: a) Formas de onda sem amortecimento ativo da ressonância; b) Formas de onda com amortecimento ativo.

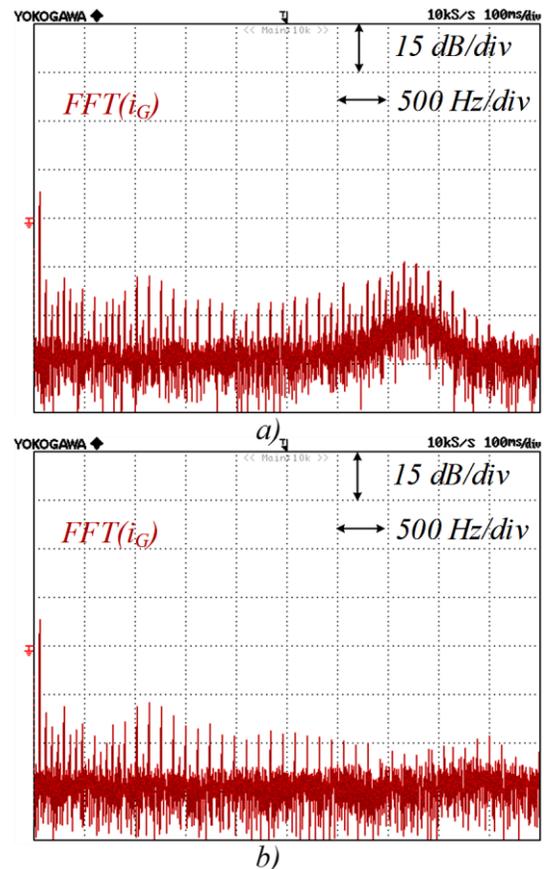


Fig. 15. Detalhe da corrente pela rede: a) Espectro da corrente pela rede sem amortecimento; b) Espectro da corrente pela rede com amortecimento.

V. CONCLUSÕES

Neste trabalho foi apresentada a modelagem de um inversor monofásico fonte de tensão controlado em corrente. Conforme demonstrado, o filtro de terceira ordem do tipo LCL possibilitou a obtenção de formas de onda de corrente e tensão praticamente livres de ondulação de alta frequência. Demonstrou-se também que a estabilidade contra variações de parâmetros da rede melhora devido ao uso do filtro LCL, uma vez que a sua indutância conectada à rede garante uma impedância mínima entre o conversor e a rede.

O projeto da malha de controle da corrente de saída do inversor, considerando o amortecimento ativo da ressonância, foi realizado buscando-se trabalhar com uma banda passante suficientemente alta. Tal característica torna o sistema capaz de sintetizar correntes com ordem harmônica elevada, visando garantir os objetivos de compensação e injeção de corrente na rede que são esperados para um CEP multifuncional.

Os resultados experimentais demonstram que a malha de controle da tensão do barramento CC, com banda passante muito menor que a banda da malha de corrente, não interfere significativamente na dinâmica da compensação de corrente. Porém, é importante garantir margem de fase suficientemente alta para diminuir a sobretensão na tensão do barramento, quando o sistema é submetido a degraus de carga ou de referência. Portanto, foi demonstrado que o conversor é capaz de seguir referências de corrente arbitrárias, além de manter constante a tensão no barramento CC.

Por fim, ressalta-se que, mesmo com variações abruptas de carga, a estabilidade do CEP é mantida e, tanto a corrente pela rede quanto a corrente de saída do inversor não apresentam oscilações em alta frequência ou ressonâncias devido à atuação da estratégia de amortecimento ativo de ressonâncias no filtro LCL. Portanto, reitera-se que este trabalho apresenta uma contribuição ao estudo integrado do projeto de controle e da operação de um CEP monofásico, de forma que este possa ser conectado a uma rede de impedância desconhecida, visando a injeção de potência ativa e a oferta de serviços ancilares, tais como a filtragem ativa de harmônicos e reativos.

REFERÊNCIAS

- [1] M. Esparza et al, "A Comprehensive Design Approach of Power Electronic-Based Distributed Generation Units Focused on Power-Quality Improvement," *IEEE Trans. Power Del.*, vol 32, no 2, pp. 942-950, Jun. 2016.
- [2] B. A. Zacar et al, "Smart Inverters for Microgrid Applications: A Review," *MDPI Energies*, vol. 12, Mar. 2019.
- [3] *IEEE Standard for Interconnection and Interoperability of Distributed Energy Resources with Associated Electric Power Systems Interfaces*, IEEE Standard 1547; 2018.
- [4] Mattavelli, P., and Buso, S., "Digital Control in Power Electronics". 1st ed. Morgan & Claypool Publishers, 2006.
- [5] F. Liu et al, "Parameter design of a two-current-loop controller used in a grid-connected inverter system with LCL filter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 11, pp. 4483-4491, Nov 2009.
- [6] Chiang, P. L.; Holmes, D.G., "Analysis of multiloop control strategies for LC/CL/LCL-filtered voltage-source and current-source inverters," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol 41, no 2, pp 644,654, Mar. 2005.
- [7] Y. Tang et al, "Generalized Design of High Performance Shunt Active Power Filter With Output LCL Filter", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no 3, pp. 1443-1452, Mar. 2012.

- [8] I. J. Gabe, V. F. Montagner, H. Pinheiro, "Design and Implementation of a Robust Current Controller for VSI Connected to the Grid Through an LCL Filter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, no 6, pp. 1444-1452, Jun. 2009.
- [9] F. P. Marafao, D. I. Brandao, A. Costabeber, H. K. M. Paredes, "Multi-task control strategy for grid-tied inverters based on conservative power theory," *IET Renew. Power Gen.*, vol. 9, no. 2, Feb. 2015.
- [10] A. Julean, "Active Damping of LCL Filter Resonance in Grid Connected Applications", MSc. Thesis, Universidade de Aalborg - Dinamarca, 2009.
- [11] A. Reznik, M. G. Simoes, A. Al-Durra, S. M. Mueeen, "LCL Filter Design and Performance Analysis for Grid-Interconnected Systems", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 50, no 2, pp. 1225-1232, Mar. 2014.
- [12] J. P. Bonaldo, H. K. M. Paredes e J. A. Pomilio, "Estratégia de saturação dinâmica da capacidade de conversores multifuncionais conectados à rede elétrica", *Revista Eletrônica de Potência*, vol. 20, no. 4, pp. 354 - 363, Nov. 2015.
- [13] J. P. Bonaldo, H. K. M. Paredes, A. Costabeber and J. A. Pomilio, "Adaptive saturation system for grid-tied inverters in low voltage residential micro-grids," 2015 IEEE 15th International Conference on Environment and Electrical Engineering (EEEIC), Rome, 2015, pp. 784-789.
- [14] L. S. Xavier, A. F. Cupertino, H. A. Pereira and V. F. Mendes, "Partial Harmonic Current Compensation for Multifunctional Photovoltaic Inverters," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 12, pp. 11868-11879, Dec. 2019.
- [15] W. Wu et al, "A composite passive damping method of the LLCL-filter based grid-tied inverter," in *Proc. 2012 3rd IEEE PEDG*, pp. 759,766, Jun. 2012.
- [16] R. Peña-Alzola et al, "Analysis of the Passive Damping Losses in LCL-Filter-Based Grid Converters," *IEEE Trans. Power. Electron.*, vol. 28, no 6, pp. 2642,2646, Jun. 2013.
- [17] A.G. Yepes et al, "Analysis and Design of Resonant Current Controllers for Voltage-Source Converters by Means of Nyquist Diagrams and Sensitivity Function," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol 58, no 11, pp.5231-5250, Nov. 2011.
- [18] A. C. Souza, D. T. S. Borges, I. N. Santos, J. R. Macedo, "Evaluation of Linear Current Control Methods in Single-Phase Grid-Tie Inverters," *IEEE Latin America*, vol 16, no 5, May 2018.
- [19] H. Guillard Jr. P. J. A. Serni, "A review of project of the controllers for an UPS," *IEEE Latin America*, vol. 16, no 2, pp. 314-321, Feb. 2018.
- [20] M. G. Villalva, "Conversor Eletrônico de Potência Trifásico para Sistema Fotovoltaico Conectado à Rede Elétrica," PhD Thesis, UNICAMP, 2010.
- [21] R. Curtri, L. Matakas, "Reference currents determination techniques for load unbalance compensation," in *Proc. 7th Brazilian Conference on Power Electronics*, 2003.
- [22] M. Karimi-Ghartemani et al, "A Systematic Approach to DC-Bus Control Design in Single-Phase Grid-Connected Renewable. Converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no 7, pp. 3158-3166, Jul. 2013.



Jakson Paulo Bonaldo possui graduação em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Mato Grosso (2008). Mestrado (2010) e doutorado (2015) em Eletrônica de Potência pela UNICAMP. De 2010 a 2011 trabalhou como Engenheiro de Tecnologia na Padtec Optical Components and Systems em Campinas, SP. De 2013 a 2018 atuou como professor no Departamento de Engenharia Eletrônica da Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR). Desde 2018 é professor no Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Mato Grosso (UFMT).



José de Arimatéia Olímpio Filho possui graduação em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Mato Grosso do Sul (UFMS), Brasil, 2017. Obteve o título de Mestre em Engenharia Elétrica pela UNESP/FEB em 2019. Tem interesse nas áreas de Eletrônica de Potência e Qualidade de Energia Elétrica.



Augusto Matheus dos Santos Alonso (S'16) é bolsista FAPESP e Doutorando, candidato a dupla diplomação, em Engenharia Elétrica pela UNESP/FEB e Norwegian University of Science and Technology (NTNU), Noruega. Obteve o título de Mestre em Engenharia Elétrica pela UNESP/FEB em 2018. Possui graduação sanduíche em Engenharia de

Controle e Automação (2014) pela Universidade Federal de Ouro Preto e University of New Mexico, Estados Unidos. Em 2019 recebeu o prêmio SOBRAEP de melhor dissertação de mestrado do ano de 2018. Atua nas áreas de geração distribuída de energia, qualidade de energia e controle de conversores eletrônicos.



Fernando Pinhabel Marafão (S'95–M'05) é graduado em engenharia elétrica pela UNESP/FEB (1998), tem mestrado e doutorado em engenharia elétrica pela UNICAMP (2000 e 2004). Foi pesquisador visitante na Universidade de Padova, Itália e na Colorado School of Mines, Estados Unidos em 2002 e 2013, respectivamente.

Desde 2015, é Professor Associado no

Instituto de Ciência e Tecnologia de Sorocaba da UNESP, onde liderou o Grupo de Automação e Sistemas Integráveis (GASI), de 2007 a 2011. Suas principais áreas de interesse são análise, conversão e controle de energia elétrica; teorias de potência; técnicas de processamento e controle digital aplicadas a sistemas de potência; e redes inteligentes de energia. Atualmente, é Editor Associado do *Journal of Control, Automation and Electrical Systems* (Springer) e atua no corpo editorial da *Energy Informatics* (Springer). Dr. Marafão é membro da SBA, SOBRAEP e do IEEE.



Helmo Kelis Morales Paredes (S'10–M'11–SM'18) possui graduação pela Universidad Nacional de San Agustín de Arequipa, Peru (2001), tem mestrado e doutorado pela UNICAMP (2006 e 2011), todos em Engenharia Elétrica. Em 2009 foi pesquisador visitante na Universidade de Padova, Itália. Em 2014 foi professor visitante na Universidade de Nottingham,

Inglaterra. Em 2018 foi professor visitante na Colorado School of Mines, Estados Unidos. Desde 2011, é professor (atualmente Livre-Docente) da UNESP no Instituto de Ciência e Tecnologia

de Sorocaba, e atualmente é líder do Grupo de Automação e Sistemas Integráveis (GASI). Suas principais áreas de pesquisa incluem análise, definições de termos de potência e técnicas de compensação sob condições não senoidais e/ou assimétricas, qualidade da energia elétrica, controle local e/ou cooperativo de conversores eletrônicos de potência, bem como aspectos de propagação harmônica, tarifação e atribuição de responsabilidades em ambientes de microrredes inteligentes.

Dr. Morales-Paredes é membro da SBA, SOBRAEP e do IEEE. Em 2011 recebeu o “Prize Paper Award in the IEEE TRANSACTIONSON POWER ELECTRONICS”. Atualmente é Editor Associado do IEEE Latin America Transactions.