

CÉLULA DE DESACOPLAMENTO DE POTÊNCIA PARA MICROINVERSORES FOTOVOLTAICOS

Thiago A. Pereira, Lenon Schmitz, Thamires P. Horn, Denizar C. Martins e Roberto F. Coelho
Universidade Federal de Santa Catarina – UFSC, Instituto de Eletrônica de Potência – INEP, Florianópolis – SC, Brasil
e-mails: thiago.pereira@inep.ufsc.br, lenonsch@gmail.com, thamireshorn@gmail.com,
denizar@inep.ufsc.br, roberto@inep.ufsc.br

I. INTRODUÇÃO

Resumo – Este artigo apresenta uma célula ativa de desacoplamento de potência aplicada à mitigação da ondulação de tensão de um microinversor fotovoltaico de dois estágios. Essa célula é projetada para ser acoplada ao barramento CC principal do microinversor e desviar a ondulação de 120 Hz para um barramento secundário, configurando uma alternativa viável ao uso de capacitores eletrolíticos, usualmente empregados com esse propósito. O artigo traz uma revisão bibliográfica que aponta para as principais topologias e estratégias de controle normalmente utilizadas em células de desacoplamento de potência, detalha o equacionamento voltado ao seu dimensionamento e apresenta resultados experimentais considerando duas estratégias de controle distintas. Tais resultados comprovam a habilidade da célula de desacoplamento em mitigar a componente de 120 Hz da tensão do barramento CC, reduzindo-a de 7,2% para apenas 1,1%.

Palavras-Chave – Capacitor Ativo, Célula de Desacoplamento de Potência, Ondulação de Potência.

POWER DECOUPLING CELL FOR PHOTOVOLTAIC MICROINVERTERS

Abstract – This paper presents an active power decoupling cell applied to mitigate the voltage ripple in a two-stage photovoltaic microinverter. This cell is designed to be coupled to the main DC bus of the microinverter and to divert the 120 Hz ripple to a secondary bus, providing a useful alternative to the use of electrolytic capacitors, currently applied for this purpose. The paper brings a literature review that points to the main topologies and control strategies normally used in power decoupling cells, details the sizing equations and presents experimental results considering two different control configurations. These results prove the ability of the decoupling cell in mitigating the 120 Hz component of the DC bus voltage, which is reduced from 7.2% to 1.1%.

Keywords – Active-Capacitor, DC bus voltage, Power decoupling cell, Power ripple.

Os inversores são os principais dispositivos de eletrônica de potência presentes em sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica [1]-[3]. Sua principal função é adaptar a tensão CC disponibilizada pelos módulos fotovoltaicos, permitindo a conexão com a rede elétrica CA. Eles podem ser encontrados em inúmeros tamanhos e níveis de potência, para diferentes necessidades e aplicações, que incluem desde inversores centrais de usinas fotovoltaicas, destinados ao processamento da energia gerada por arranjos de milhares de módulos, até microinversores (ou módulos CA) de cerca de 250 W, que processam a energia gerada por apenas um módulo fotovoltaico [3].

Os microinversores costumam ser monofásicos [4], [5], como a maioria dos sistemas até 10 kW, mas podem adotar configuração em estágio único ou dois estágios [6]. Todavia, a configuração em dois estágios tem se mostrado a melhor alternativa [7], pois promove o desacoplamento parcial de potência por meio do capacitor de barramento, C_{bus} . Essa característica permite a utilização de capacitores de menor capacitância quando comparado às topologias de estágio único, cujo desacoplamento de potência é realizado somente pelo capacitor alocado em paralelo ao módulo, C_{pv} [5]-[8].

De qualquer forma, mesmo em microinversores de dois estágios, os capacitores costumam ser grandes e volumosos, pois são dimensionados para mitigar as oscilações de tensão que ocorrem no dobro da frequência fundamental da rede [8]. A necessidade de elevados valores de capacitância surge em decorrência da maneira como o fluxo de potência se estabelece em sistemas monofásicos conectados à rede elétrica: como a potência P_{pv} , extraída do módulo fotovoltaico é constante, conforme ilustrado a Figura 1.a, e a potência instantânea p_{rede} fornecida à rede varia no tempo, tal como demonstra Figura 1.c, o capacitor de barramento, C_{bus} , deve ser dimensionado para prover o desacoplamento entre essas potências, como apresentado na Figura 1.b [9].

Dessa forma, quando $p_{rede} < P_{pv}$, o excesso de energia é armazenado em C_{bus} e, conseqüentemente, sua tensão aumenta. Por outro lado, quando $p_{rede} > P_{pv}$, o capacitor fornece a energia para a rede, de modo que a tensão diminui, conforme demonstra a Figura 1.d. Portanto, a tensão do capacitor deve poder aumentar e diminuir para que a energia possa ser fornecida/drenada para/da rede elétrica, sendo que quanto maior a capacitância, menor é a ondulação de tensão para a mesma variação de potência.

Para elevados valores de capacitância, os capacitores eletrolíticos ainda são a tecnologia mais utilizada. Entretanto, são volumosos e apresentam vida útil reduzida [10], não compatível com a dos demais elementos do microinversor fotovoltaico, sendo considerados, portanto, os componentes

Manuscript received 03/31/2020; first revision 06/01/2020; accepted for publication 22/06/2020, by recommendation of Editor Demercil de Souza Oliveira Jr.. <http://dx.doi.org/10.18618/REP.2020.2.0018>

que limitam a vida útil e degradam a densidade de potência do equipamento [11], [12].

No caso específico de inversores fotovoltaico, a ondulação de tensão reduz o desempenho do rastreamento do ponto de máxima potência e degrada a qualidade da corrente injetada na rede elétrica. Para evitar o emprego de capacitores volumosos e ainda assim reduzir os efeitos negativos da elevada ondulação de tensão no barramento CC, pode-se empregar técnicas ativas de desacoplamento de potência. Há de se destacar que a hibridização do barramento CC a partir da inclusão de outras tecnologias de capacitores também vem sendo explorada na literatura com esse propósito [13], [14].

As técnicas ativas de desacoplamento de potência podem ser baseadas em estratégias avançadas de controle [15]-[17] ou na incorporação de circuitos eletrônicos extras [18], [19], denominados células de desacoplamento de potência (CDPs). As técnicas baseadas em controle não necessitam de componentes suplementares para mitigar os efeitos negativos da ondulação elevada, todavia, tendem a requerer um maior valor mínimo de capacitância quando comparadas às técnicas ativas tradicionais, que empregam circuitos adicionais.

Recentemente, inúmeras técnicas de desacoplamento ativo de potência têm sido propostas na literatura e alguns trabalhos têm classificado e revisado exaustivamente as mais diversas técnicas existentes [7], [20]-[23]. Em [7] é apresentada uma comparação das técnicas de desacoplamento em microinversores isolados em termos da localização do capacitor de desacoplamento. Os autores em [20] propõem categorizar as diferentes técnicas ativas como dependentes ou independentes da estrutura original do inversor, sem a inclusão da CDP. Os métodos de desacoplamento também são divididos, em [21], quanto à sua aplicação em inversores, retificadores ou conversores bidirecionais. Em [22] é apresentada uma comparação entre as técnicas ativas de desacoplamento de potência mediante diferentes figuras de mérito, tais como número de componentes, complexidade da modulação, capacitância mínima, entre outras características. Em contrapartida, em [23] é apresentada uma revisão da evolução das topologias de inversores com técnicas de desacoplamento de potência, considerando tanto as passivas quanto as ativas.

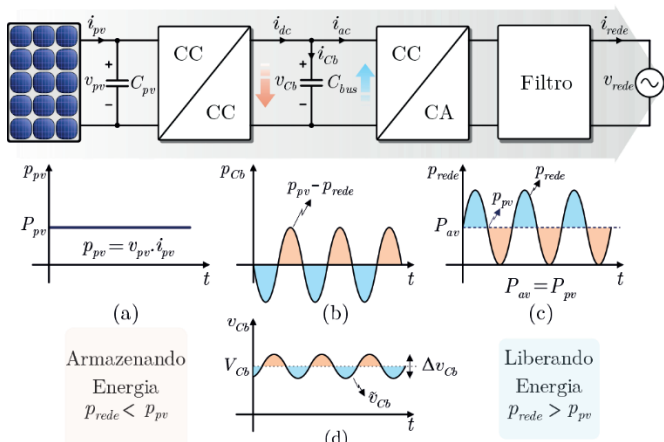


Fig. 1. Fluxo de potência em um microinversor fotovoltaico conectado à rede: (a) potência gerada pelo módulo fotovoltaico; (b) potência no elemento de armazenamento de energia; (c) potência fornecida à rede elétrica; (d) tensão no barramento CC.

De maneira geral, as técnicas ativas mais recorrentes na literatura são baseadas no desvio da ondulação de potência, por meio de conversores cc-cc bidirecionais, do capacitor de barramento para outro elemento armazenador de energia que apresente menor volume e maior vida útil [18]. Nesse âmbito, o presente artigo discute o emprego de uma célula de desacoplamento de potência baseada no conversor Buck bidirecional, em um microinversor fotovoltaico de dois estágios. Embora a técnica utilizada não seja inédita na literatura [24]-[26], o artigo aborda o seu dimensionamento de forma detalhada e demonstra como o controlador utilizado na estratégia de controle da CDP afeta sua capacidade de mitigação da ondulação da tensão do barramento CC.

II. CÉLULA DE DESACOPLAMENTO DE POTÊNCIA

Em geral, os métodos de desacoplamento ativo de potência são convenientemente divididos em desacoplamento independente ou dependente [20]. No primeiro caso, a célula de desacoplamento de potência funciona de forma independente, podendo ser conectada em paralelo ou em série ao barramento CC. No segundo caso, o CDP compartilha parcialmente, ou até mesmo completamente, os interruptores do conversor CC-CA. Como resultado, tais interruptores devem trabalhar coordenadamente para prover simultaneamente o desacoplamento de potência e a conversão de energia.

Dentre as técnicas de desacoplamento citadas, aquelas que operam de forma independente e paralela são mais populares [18], sendo empregadas na maioria das topologias ativas propostas na literatura [20]-[23]. Essa popularidade se deve ao baixo valor de capacitância requerido, quando comparado à estrutura em série, pois apenas a ondulação de potência é processada pelo sistema de desacoplamento. Além disso, as topologias de desacoplamento de potência paralela permitem flexibilidade nas estratégias de controle e modulação, permitindo que a CDP opere independentemente do microinversor fotovoltaico [20]. Dessa maneira, enquanto o conversor CC-CA é responsável por regular o valor médio da tensão do barramento CC, a CDP lida apenas com a oscilação, deslocando-a do barramento CC para o capacitor de desacoplamento localizado em sua saída.

Como o foco deste artigo é orientado ao microinversor fotovoltaico de dois estágios mostrado na Figura 2, será adotada a estratégia de desacoplamento ativo de potência, sendo a CDP conectada em paralelo com barramento CC. Do ponto de vista da topologia a ser utilizada na CDP, a literatura tem apontado para as versões bidirecionais dos conversores Buck [24]-[26], Boost [27]-[29], Buck-Boost [30] e Ponte Completa [31]-[36] como boas alternativas, sendo o conversor CC-CC Buck bidirecional, também conhecido como Buck síncrono, selecionado para ser avaliado neste artigo, conforme ilustrado na Figura 3.

É válido ressaltar que mesmo após a inserção da CDP, o uso de um capacitor C_{bus} de baixa capacitância ainda é necessário na entrada do inversor, para filtrar as componentes provenientes da comutação, bem como frações residuais da harmônica de segunda ordem. Além disso, destaca-se que enquanto o capacitor C_f alocado na saída do conversor Buck síncrono pode ser entendido como um elemento de armazenamento, o indutor L_f é utilizado apenas

como elemento de transferência de energia. Portanto, quando os interruptores da CDP são adequadamente acionados, é possível controlar o fluxo de energia entre C_f e C_{bus} .

Enquanto o interruptor S_5 da Figura 4.a controla a célula de desacoplamento como um conversor Buck, estabelecendo o fluxo de potência de C_{bus} para C_f (modo de armazenamento), conforme representado nas Figuras 4.a e 4.c, o interruptor S_6 a controla como um conversor Boost, retornando a energia previamente armazenada em C_f para C_{bus} (modo de devolução), como ilustrado nas Figuras 4.d e 4.e. É importante perceber que durante todo o processo, o módulo fotovoltaico fornece potência constante, enquanto o capacitor de desacoplamento armazena a energia excedente quando

$P_{pv} > P_{rede}$ e a devolve quando $P_{pv} < P_{rede}$, possibilitando, dessa maneira, a mitigação da ondulação da tensão do barramento CC [19].

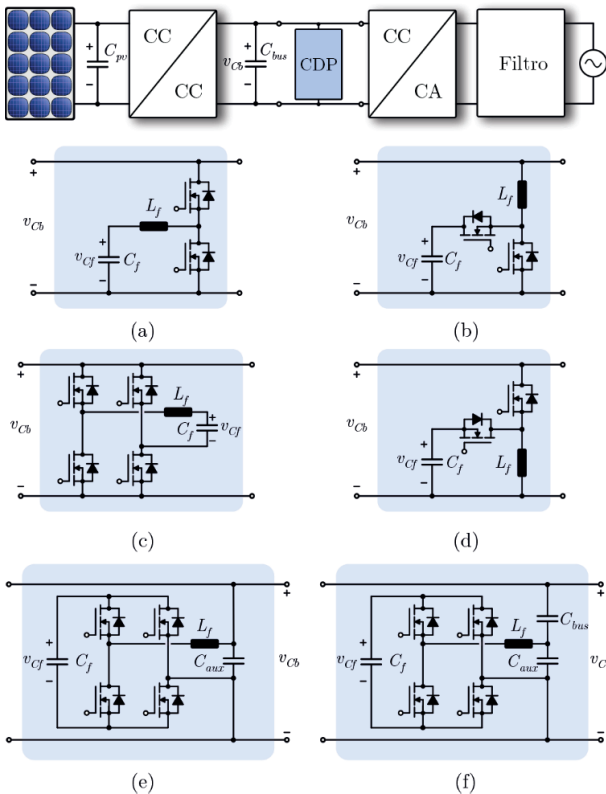


Fig. 2. Visão geral da célula de desacoplamento de potência conectada em paralelo com o barramento CC. CPD tipo: (a) Buck; (b) Boost; (c) Ponte Completa; (d) Buck-Boost; (e) Ponte Completa com indutor como elemento armazenador de energia; e (f) Ponte Completa conectada em série com o capacitor de barramento.

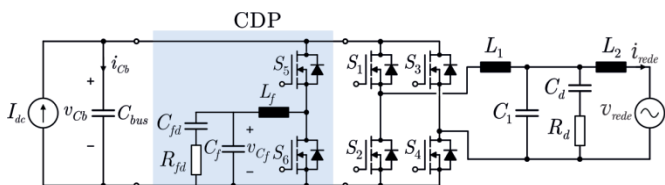


Fig. 3. Célula de desacoplamento tipo Buck conectada em paralelo com o capacitor do barramento CC, na entrada do microinversor fotovoltaico.

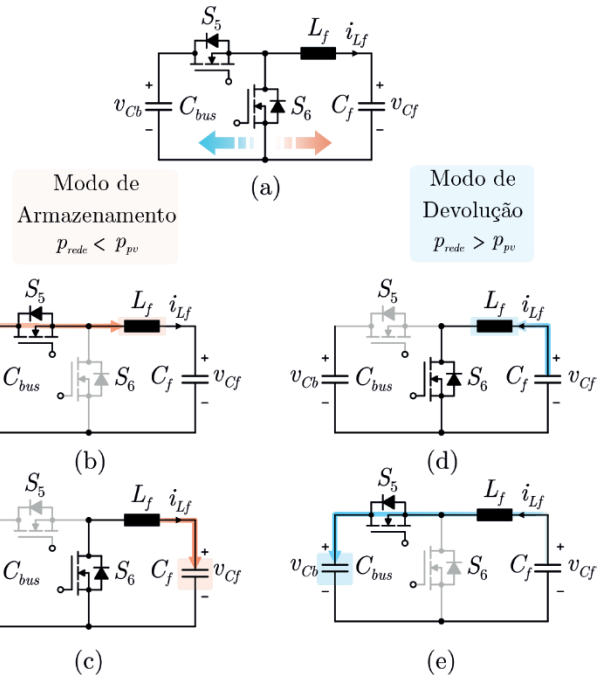


Fig. 4. (a) Modo de operação da CDP: (b) e (c) operação como conversor Buck (modo de armazenamento); (c) e (d) operação como conversor Boost (modo de devolução).

Para reduzir os esforços sobre os componentes da célula de desacoplamento de potência, a operação do conversor Buck bidirecional em modo de condução contínua (MCC) é o preferível. Nesse modo de operação, a inversão do fluxo de potência entre C_{bus} e C_f é definida por meio de i_{L_f} , que aumenta e diminui em torno de zero, de acordo com a ondulação de tensão do barramento CC.

Como no conversor da Figura 4.a a tensão de entrada é aplicada ao capacitor de barramento C_{bus} e a tensão de saída é mensurada no capacitor de desacoplamento C_f , a taxa de conversão de energia pode ser definida como:

$$M_{buck} = \frac{V_{C_f}}{V_{C_b}} = D_{buck}. \quad (1)$$

Quando a potência flui na direção oposta, (1) ainda deve ser válida, de modo que:

$$\frac{V_{C_b}}{V_{C_f}} = \frac{1}{D_{buck}} = \frac{1}{M_{buck}}. \quad (2)$$

Todavia, tendo em vista que a tensão aplicada ao capacitor de barramento é maior do que a tensão do capacitor de desacoplamento, (2) deve coincidir com o ganho estático conversor Boost clássico, ou seja:

$$M_{boost} = \frac{V_{C_b}}{V_{C_f}} = \frac{1}{1 - D_{boost}}. \quad (3)$$

Portanto, ao relacionar a razão cíclica dos dois modos de operação, obtém-se:

$$D_{boost} = (1 - D_{buck}). \quad (4)$$

Em operação com fator de potência unitário, a potência instantânea p_{rede} injetada na rede elétrica oscila no dobro da frequência fundamental, com valor de pico exatamente igual

ao dobro de seu valor médio, que equivale à potência suprida pelo módulo fotovoltaico, ou seja: $2P_{pv}$. Assim, a energia armazenada ou liberada no/do capacitor de desacoplamento durante um quarto de ciclo de rede pode ser calculada integrando-se uma das áreas sombreadas da Figura 1.c, resultando em:

$$E_{C_f^{(in)}} = \frac{2}{\omega_0} \int_{\pi/4}^{3\pi/4} P_{pv} \cos(2\omega_0 t) d\omega_0 t = -\frac{P_{pv}}{\omega_0}. \quad (5)$$

Tendo em vista que o fluxo de energia no microinversor fotovoltaico é convencionalizado como sendo positivo no sentido do módulo fotovoltaico para a rede, o fluxo de energia na CDP será considerado positivo no sentido do capacitor de desacoplamento para a rede. Assim, o sinal negativo em (5) representa o fluxo de energia reverso na CDP, o que significa que o excesso de energia flui do módulo fotovoltaico para o capacitor C_f .

III. DIMENSIONAMENTO DA CDP

Supondo uma rede elétrica com tensão e corrente senoidais, que opera com fator de potência unitário, a potência instantânea p_{rede} pode ser expressa como a soma de um valor médio com uma oscilação de segunda ordem, conforme [9]:

$$p_{rede} = v_{rede} i_{rede} = P_{pv} - P_{pv} \cos(2\omega_0 t), \quad (6)$$

em que $P_{pv} = \hat{V}_1 \hat{I}_1 / 2$ é a potência de saída do módulo fotovoltaico, sendo \hat{V}_1 e \hat{I}_1 os valores de pico da componente fundamental da tensão e da corrente da rede elétrica, respectivamente. Como a CDP deve ser dimensionada para gerenciar apenas a ondulação de potência \tilde{p}_{rede} , pode-se escrever:

$$p_f = \tilde{p}_{rede} = -P_{pv} \cos(2\omega_0 t), \quad (7)$$

em que p_f descreve a potência processada pela CDP.

Ao assumir que a CDP tenha rendimento unitário, é possível supor que a potência por ela processada esteja distribuída entre o capacitor C_f e o indutor L_f . Assim:

$$p_f = p_{C_f} + p_{L_f} = v_{C_f} i_{L_f} + \left(L_f \frac{di_{L_f}}{dt} \right) i_{L_f}. \quad (8)$$

Devido ao fato de a parcela que descreve a potência processada pelo indutor p_{L_f} ser muito inferior à parcela relacionada ao capacitor p_{C_f} (8) pode ser reescrita como [9]:

$$p_f \approx v_{C_f} i_{L_f} = v_{C_f} C_f \frac{dv_{C_f}}{dt}. \quad (9)$$

Agora, combinando (7) e (9), chega-se a:

$$v_{C_f} C_f \frac{dv_{C_f}}{dt} = -P_{pv} \cos(2\omega_0 t), \quad (10)$$

cujas solução resulta em:

$$v_{C_f} = \sqrt{v_{C_f}^2(0) - \frac{P_{pv}}{\omega_0 C_f} \sin(2\omega_0 t)}, \quad (11)$$

em que $v_{C_f}(0)$ é a tensão do capacitor de desacoplamento no início do ciclo que, em regime permanente, torna-se igual ao seu valor médio, designada por V_{C_f} . Consequentemente, pode-se escrever:

$$v_{C_f} = \sqrt{V_{C_f}^2 - \frac{P_{pv}}{\omega_0 C_f} \sin(2\omega_0 t)}. \quad (12)$$

Observa-se que a ondulação de tensão v_{C_f} resultante no capacitor de desacoplamento é essencialmente uma onda sinusoidal com o dobro da frequência da rede. Como consequência, a corrente instantânea que flui através dele passa a ser definida por:

$$i_{C_f} = i_{L_f} = \frac{P_{pv} \cos(2\omega_0 t)}{\sqrt{V_{C_f}^2 - \frac{P_{pv}}{\omega_0 C_f} \sin(2\omega_0 t)}}. \quad (13)$$

As equações (12) e (13) permitem descrever, respectivamente, a tensão no capacitor C_f e a corrente no indutor L_f e, por isso, são relevantes para o projeto e dimensionamento da CDP.

A. Ondulação da Tensão no Capacitor de Desacoplamento

Uma expressão simplificada para calcular analiticamente a ondulação de tensão no capacitor de desacoplamento pode ser obtida aproximando-se (12) por uma soma polinomial, mediante aplicação da série Taylor. Sabe-se que:

$$\sqrt{1+x} = 1 + \frac{x}{2} - \frac{x^2}{8} + \frac{x^3}{16} - \dots \quad |x| \leq 1. \quad (14)$$

Logo:

$$v_{C_f} \approx V_{C_f} - \frac{P_{pv}}{2\omega_0 C_f V_{C_f}} \sin(2\omega_0 t). \quad (15)$$

A aproximação descrita em (15) é válida para $P_{pv}/(\omega_0 C_f V_{C_f}^2)$ suficientemente menor do que a unidade, condição satisfeita sempre que a ondulação de tensão é suficientemente menor do que o valor médio V_{C_f} . Portanto, em termos absolutos, a ondulação da tensão do capacitor de desacoplamento pode ser expressa como:

$$\Delta V_{C_f} \approx \frac{P_{pv}}{\omega_0 C_f V_{C_f}}. \quad (16)$$

Diferentemente da tensão aplicada ao capacitor de barramento, cuja ondulação deve ser reduzida, a tensão no capacitor de desacoplamento pode oscilar livremente. Como consequência, sua capacitância pode ser significativamente reduzida. No entanto, existe uma capacitância mínima que garante a operação correta da CDP. Para determiná-la, considera-se o caso que a potência processada pelo capacitor de desacoplamento atinge a ondulação máxima, de tal forma que toda a energia nele armazenada seja entregue ao capacitor de barramento no final de cada ciclo. Assim, analisando (12), tem-se:

$$v_{C_f} \geq 0 \rightarrow \sqrt{\omega_0 C_f V_{C_f}^2 - P_{pv} \sin(2\omega_0 t)} \geq 0. \quad (17)$$

A solução de (17), conduz a:

$$\omega_0 C_f V_{Cf}^2 \geq P_{pv}. \quad (18)$$

Logo, como o valor mínimo da capacitância do capacitor de desacoplamento ocorre quando $v_{Cf} = 0$, obtém-se:

$$C_{f(\min)} = \frac{P_{pv}}{\omega_0 V_{Cf}^2}. \quad (19)$$

É válido enfatizar que a capacitância mínima consiste no menor valor de C_f que ainda garante o desacoplamento da potência. Nesse caso, toda a energia armazenada no capacitor de desacoplamento é liberada de volta ao barramento CC principal, de modo que a tensão V_{Cf} decai a zero no final de cada ciclo. A Figura 5 ilustra a tensão no capacitor de desacoplamento para valores de capacitância maiores que $C_{f(\min)}$, com ênfase a ondulação de tensão, representada em detalhe no gráfico.

É possível ainda determinar a variação de energia no capacitor e acoplamento ao longo de um quarto de ciclo da rede, por meio de:

$$\Delta E = \frac{1}{2} C_f V_{Cf(\max)}^2 - \frac{1}{2} C_f V_{Cf(\min)}^2, \quad (20)$$

em que $V_{Cf(\max)}$ e $V_{Cf(\min)}$ são os valores máximo e mínimo da tensão no capacitor de desacoplamento, respectivamente. Assim, ao reescrever (20) como:

$$\Delta E = \frac{1}{2} C_f (V_{Cf(\max)} + V_{Cf(\min)}) (V_{Cf(\max)} - V_{Cf(\min)}), \quad (21)$$

obtém-se:

$$\Delta E = C_f V_{Cf} \Delta V_{Cf}, \quad (22)$$

em que:

$$\begin{aligned} V_{Cf} &= \frac{1}{2} (V_{Cf(\max)} + V_{Cf(\min)}), \\ \Delta V_{Cf} &= (V_{Cf(\max)} - V_{Cf(\min)}). \end{aligned} \quad (23)$$

Os resultados encontrados revelam que o capacitor de desacoplamento precisa ter uma capacitância C_f suficientemente grande para tolerar a ondulação de tensão ΔV_{Cf} , com o objetivo garantir o desacoplamento necessário. Além disso, escolher $C_f \gg C_{f(\min)}$ permite ajustar a tensão média V_{Cf} , tornando-a um grau de liberdade no dimensionamento dos estágios de potência e de controle. O valor máximo da capacitância pode ser encontrado assumindo que a energia no capacitor de desacoplamento seja igual à energia média no capacitor de barramento:

$$\Delta E_{Cf} = \Delta E_{Cbus}, \quad (24)$$

$$C_{f(\max)} V_{Cf} \Delta V_{Cf} = C_{bus} V_{Cb} \Delta V_{Cb}. \quad (25)$$

Assim:

$$C_{f(\max)} = C_{bus} \frac{V_{Cb} \Delta V_{Cb}}{V_{Cf} \Delta V_{Cf}}. \quad (26)$$

Como tanto os valores médios quanto as ondulações das tensões de entrada e de saída se relacionam por meio do ganho estático do conversor que compõem a CDP, para o caso do conversor Buck, tem-se:

$$M_{buck} = \frac{V_{Cf}}{V_{Cb}} = \frac{\Delta V_{Cf}}{\Delta V_{Cb}} = D. \quad (27)$$

Portanto, a capacitância máxima do capacitor de desacoplamento pode ser reescrita como:

$$C_{f(\max)} = \frac{C_{bus}}{M_{buck}^2} = \frac{C_{bus}}{D^2}. \quad (28)$$

Finalmente, conclui-se que o valor da capacitância da célula de desacoplamento de potência deve ser selecionada para estar no intervalo:

$$\frac{P_{pv}}{\omega_0 V_{Cf}^2} < C_f < \frac{C_{bus}}{D^2}. \quad (29)$$

B. Corrente do Indutor

É importante calcular a ondulação da corrente do indutor para executar o projeto da célula de desacoplamento de potência. A corrente que flui através do indutor é exatamente a mesma corrente que flui no capacitor ($i_{Lf} = i_{Cf}$), conforme apresentado em (13), que suprime as componentes oriundas da comutação por não serem de interesse nessa análise. Novamente, aproximando-se (13) por série de Taylor e considerando-se que $V_{Cf} \gg P_{pv}/2\omega_0 C_f V_{Cf}$, obtém-se:

$$i_{Lf} \approx \frac{P_{pv}}{V_{Cf}} \cos(2\omega_0 t). \quad (30)$$

Assim, a ondulação pico a pico da corrente no indutor, em baixa frequência, pode ser calculada por:

$$\Delta L_{Lf} = \frac{2P_{pv}}{V_{Cf}}. \quad (31)$$

Uma vez definida a corrente do indutor em baixa frequência, conforme (30), o próximo passo é definir sua componente de alta frequência $i_{Lf,hf}$. Como a frequência de comutação é muito maior que a frequência da rede ($f_s \gg f_{rede}$), a corrente do indutor no período de comutação é vista como um valor constante, tal como é ilustrado na Figura 6, de onde se escreve:

$$\langle i_{Lf,hf}(t) \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \int_{T_s} i_{Lf,hf}(t) dt = \frac{P_{pv}}{V_{Cf}} \cos(2\omega_0 t). \quad (32)$$

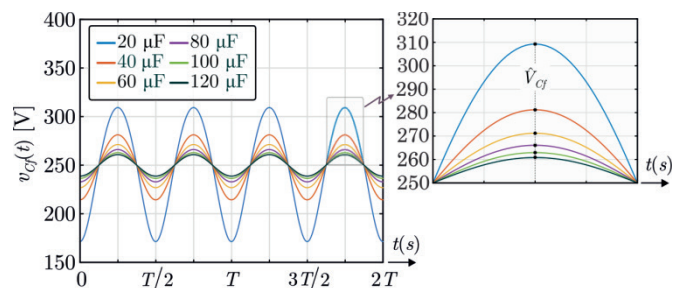


Fig. 5. Forma de onda da tensão do capacitor de desacoplamento para diferentes valores de capacitância de desacoplamento C_f . Parâmetros utilizados: $V_{Cf} = 250$ V, $\omega_0 = 2\pi 60$ rad/s e $P_{pv} = 250$ W.

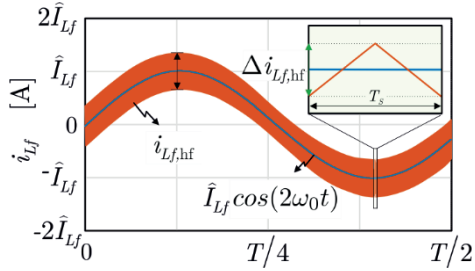


Fig. 6. Forma de onda da corrente do indutor de desacoplamento i_{L_f} considerando as componentes de baixa e de alta frequência.

Diante do exposto, é possível presumir que o valor máximo da corrente em cada período de comutação pode ser calculado pela soma da componente de baixa frequência com metade da ondulação pico a pico de alta frequência $\Delta i_{L_f, hf}$:

$$\hat{i}_{L_f, hf} = \frac{P_{pv}}{V_{C_f}} \cos(2\omega_0 t) + \frac{\Delta i_{L_f, hf}}{2}. \quad (33)$$

Essa corrente máxima flui não apenas pelo indutor de desacoplamento L_f , mas também pelos dispositivos semicondutores (S_5 e S_6). Portanto, é importante levá-la em consideração durante a seleção desses dispositivos. Além disso, o valor eficaz da corrente do indutor i_{L_f} no período da rede é definido por:

$$i_{L_f, rms} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_{T_s} i_{L_f}^2(\omega_0 t) d\omega_0 t} = \frac{P_{pv}}{\sqrt{2}V_{C_f}}. \quad (34)$$

Sabe-se ainda que a corrente $i_{L_f, hf}$ e a tensão $v_{L_f, hf}$ no indutor, em alta frequência, relacionam-se por meio de:

$$\frac{di_{L_f, hf}}{dt} = \frac{\Delta i_{L_f, hf}}{\Delta t} = \frac{v_{L_f, hf}}{L_f}. \quad (35)$$

Durante a primeira etapa de operação, tem-se:

$$v_{L_f, hf} = V_{Cb} - V_{C_f}, \quad (36)$$

$$\Delta t = DT_s. \quad (37)$$

Então, ao substituir (36) e (37) em (35) e logo após fazer uso de (27), encontra-se:

$$L_f = \frac{V_{C_f}(V_{Cb} - V_{C_f})}{\Delta i_{L_f, hf} V_{Cb} f_s}. \quad (38)$$

C. Exemplo de dimensionamento dos elementos passivos

Nesta seção apresenta-se um exemplo de dimensionamento dos elementos passivos que compõem a CDP. Para esse fim, as principais especificações empregadas estão resumidas na Tabela I.

1) *Indutor L_f* : o principal critério de projeto para determinar L_f é a ondulação da corrente em alta frequência Δi_{L_f} , que deve ser mantida menor ou igual ao valor especificado na Tabela I. Fazendo-se uso de (38), obtém-se:

$$L_f = \frac{V_{C_f}(V_{Cb} - V_{C_f})}{\Delta i_{L_f, hf} V_{Cb} f_s} = 2,03 \text{ mH}. \quad (39)$$

TABELA I

Parâmetros Especificações Elétricas da CDP

Parâmetros	Especificações Elétricas da CDP
Potência média nominal ($P_{pv} = P_{av}$)	250 W
Capacitor de barramento (C_{bus})	50 μF
Tensão do capacitor de desacoplamento (V_{C_f})	250 V
Tensão do barramento (V_{Cb})	420 V
Frequência da rede (f_{rede})	60 Hz
Frequência de comutação (f_s)	50 kHz
Corrente de pico do indutor ($\hat{I}_{L_f} = P_{pv}/V_{C_f}$)	1,0 A
Corrente RMS do indutor ($i_{L_f, rms}$)	0,707 A
Ondulação da corrente do indutor em f_s ($\Delta i_{L_f, hf}$)	1,0 A
Razão cíclica ($D = V_{C_f}/V_{Cb}$)	0,595

2) *Capacitor C_f* : o capacitor de desacoplamento deve ser selecionado para satisfazer (29). Então, calculam-se os valores mínimo e máximo de capacitância, com base nas especificações da Tabela I, para obter:

$$C_{f(\min)} = \frac{P_{pv}}{\omega_0 V_{C_f}^2} = 10,61 \mu\text{F}, \quad (40)$$

$$C_{f(\max)} = \frac{C_{bus}}{D^2} = 141,12 \mu\text{F}. \quad (41)$$

Diante dos resultados de (40) e (41), optou-se por utilizar um capacitor de 60 μF para C_f . Vale destacar que, conforme ilustrado na Figura 3, o filtro de saída da CDP é amortecido por um ramo $R_{fd}C_{fd}$, com o objetivo de atenuar as oscilações oriundas da ressonância entre L_f e C_f . Assim, são utilizados dois capacitores iguais para C_f e C_{fd} , tal que:

$$C_{fd} = C_f = 30 \mu\text{F}, \quad (42)$$

sem que C_f fique fora dos limites estipulados anteriormente.

Ainda, de acordo com o procedimento apresentado em [37], o valor da resistência R_{fd} que leva ao amortecimento ideal é dado por:

$$R_{fd} = \sqrt{\frac{L_f}{C_f}} \sqrt{\frac{(2+n)(4+3n)}{2n^2(4+n)}} \approx 12 \Omega, \quad (43)$$

em que n é a razão entre capacitâncias, ou seja, $n = 1$.

IV. INFLUÊNCIA DA ESTRATÉGIA DE CONTROLE NO DESEMPENHO DA CDP

O circuito elétrico comutado da célula de desacoplamento de potência é ilustrado na Figura 7.a, enquanto seu modelo CA, válido para pequenas perturbações nos entornos do ponto de operação, é ilustrado na Figura 7.b. As variáveis que descrevem as fontes controladas do modelo CA são expressas por:

$$\tilde{i}_{S5} = I_{L_f} \tilde{d} + \tilde{i}_{L_f} D, \quad (44)$$

$$\tilde{v}_{S6} = V_{Cb} \tilde{d} + \tilde{v}_{Cb} D. \quad (45)$$

Por ser linear, o modelo CA pode ser avaliado mediante o emprego de técnicas convencionais de análise de circuitos, de tal modo que se possam determinar as funções de transferências de interesse. Particularmente, como o objetivo da análise aqui apresentada é verificar como a estratégia de

controle impacta a habilidade da CDP em mitigar a ondulação de tensão, o interesse está em determinar a impedância Z_i indicada na Figura 8, que equivale à impedância de Thévenin vista a partir dos terminais de entrada da CDP, e pode ser expressa por:

$$Z_i = \frac{\tilde{v}_{Cb}}{\tilde{i}_{S5}}. \quad (46)$$

Ao analisar o circuito da Figura 8, é possível escrever que:

$$\tilde{i}_{L_f} = \frac{\tilde{v}_{S6}}{sL_f + Z_o}, \quad (47)$$

em que Z_o representa a impedância equivalente do filtro de saída da CDP. Logo:

$$Z_o = \frac{1 + sC_{fd}R_{fd}}{s^2C_fC_{fd}R_{fd} + s(C_f + C_{fd})}. \quad (48)$$

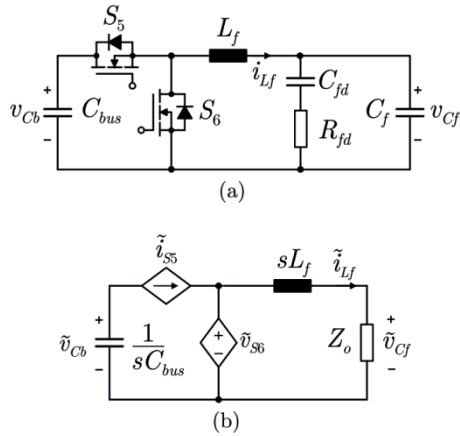


Fig. 7. Célula de desacoplamento de potência: (a) Modelo comutado; (b) Modelo médio de pequenos sinais.

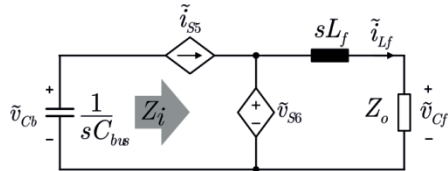


Fig. 8. Indicação da impedância vista dos terminais de entrada da CPD.

Dessa maneira, substituindo-se (45) em (47), bem como o resultado obtido em (44), encontra-se:

$$\tilde{i}_{S5} = \frac{D^2}{sL_f + Z_o} \tilde{v}_{Cb} + \frac{sL_f I_{L_f} + Z_o I_{L_f} + DV_{Cb}}{sL_f + Z_o} \tilde{d}. \quad (49)$$

Preliminarmente, é possível fazer $\tilde{d} = 0$ em (49) para encontrar a impedância de entrada de malha aberta, ou seja:

$$Z_{i,MA} \Big|_{\tilde{d}=0} = \frac{\tilde{v}_{Cb}}{\tilde{i}_{S5}} = \frac{sL_f + Z_o}{D^2}. \quad (50)$$

Ao aplicar (48) em (50), obtém-se:

$$Z_{i,MA} = \frac{s^3 L_f C_f C_{fd} R_{fd} + s^2 L_f (C_f + C_{fd}) + s C_{fd} R_{fd} + 1}{s^2 D^2 C_f C_{fd} R_{fd} + s D^2 (C_f + C_{fd})}. \quad (51)$$

Uma vez que a célula de desacoplamento de potência é projetada para operar no dobro da frequência da rede elétrica, o maior interesse está no seu comportamento em baixa frequência. Portanto, fazendo-se $s \rightarrow 0$, os termos de mais alta ordem do numerador e do denominador de (51) podem ser descartados, resultando em:

$$Z_{i,MA} \approx \frac{1}{s D^2 (C_{fd} + C_f)}. \quad (52)$$

Claramente, (52) representa a função de transferência de um capacitor cuja capacitância é expressa por:

$$C_{eq} = D^2 (C_{fd} + C_f). \quad (53)$$

O resultado encontrado em (53) demonstra que a operação em malha aberta somente reflete a impedância do filtro de saída para a entrada da CDP, mas como a soma $C_{fd} + C_f$ tem valor reduzido e é multiplicada pelo fator D^2 , C_{eq} torna-se pouco expressiva frente à capacitância necessária para mitigar a ondulação de tensão do barramento CC.

Para melhorar o desempenho da CDP, portanto, é necessário considerar sua operação em malha fechada. Nesse novo cenário, \tilde{d} deixa de ser nula para ser determinada de acordo com a ação de controle, conforme explorado a seguir.

V. ESTRATÉGIA DE CONTROLE

Para compensar a ondulação de 120 Hz da tensão do barramento CC, o capacitor de desacoplamento deve alternadamente armazenar e liberar energia dentro de um quarto do período da rede elétrica. Para esse propósito, são empregadas duas malhas de controle. A primeira, mais lenta, visa garantir a regulação do valor médio da tensão no capacitor de desacoplamento. A segunda, por sua vez, tem o objetivo de desviar a ondulação da tensão do barramento CC para o capacitor de saída da CDP. Ambas as malhas de controle podem ser visualizadas no diagrama de blocos ilustrado na Figura 9.

Conforme pode ser constatado, o valor médio de V_{Cf} é controlado pelo compensador $C_{vcf}(s)$ para seguir a referência V_{Cf}^* , constante. Como o valor médio da tensão de barramento CC V_{Cb} é regulado pelo estágio inversor do microinversor fotovoltaico, cabe à CDP a função controlar apenas a componente pulsante \tilde{v}_{Cb} . Para decompor a tensão instantânea do barramento v_{Cb} em suas componentes CC e CA foi utilizado um filtro rejeita-faixa $FRF(s)$, sintonizado na harmônica de segunda ordem da rede elétrica ($2\omega_0$).

Seguindo-se o fluxo de sinal do diagrama de blocos da Figura 9, é possível determinar a equação que rege o comportamento dinâmico da razão cíclica, dado por:

$$\tilde{d} = \frac{k_{vcb} [1 - FRF(s)] C_{vcb}(s)}{k_{vcf} C_{vcf}(s) G_{vcfd}(s) + k_{PWM}} \tilde{v}_{Cb} = G_{eq}(s) \tilde{v}_{Cb}, \quad (54)$$

em que $G_{vcfd}(s)$ é a função de transferência que relaciona a tensão V_{Cf} com a razão cíclica \tilde{d} e $C_{vcf}(s)$ é o controlador proporcional integral empregado para controlar a referida tensão. As constantes k_{vcf} k_{vcb} descrevem os ganhos dos sensores para leitura das tensões de saída e de entrada da CDP, respectivamente, enquanto k_{pwm} representa o ganho do modulador PWM.

Agora, ao substituir (54) em (49), encontra-se:

$$Z_{i,MF} = \frac{\tilde{v}_{Cb}}{\tilde{i}_{S5}} = \frac{a_1 s^3 + a_2 s^2 + a_3 s + 1}{b_1 s^3 + b_2 s^2 + b_3 s}, \quad (55)$$

em que:

$$\begin{aligned} a_1 &= L_f C_f C_{fd} R_{fd}, \\ a_2 &= L_f (C_f + C_{fd}), \\ a_3 &= C_{fd} R_{fd}, \\ b_1 &= C_f C_{fd} R_{fd} L_f I_{Lf} G_{eq}, \\ b_2 &= [L_f I_{Lf} (C_f + C_{fd}) + I_{Lf} + DV_{Cb} C_f C_{fd} R_{fd}] G_{eq} + D^2 C_f C_{fd} R_{fd}, \\ b_3 &= [C_{fd} R_{fd} I_{Lf} + DV_{Cb} (C_f + C_{fd})] G_{eq} + (C_f + C_{fd}) D^2. \end{aligned}$$

Novamente, fazendo-se $s \rightarrow 0$ em (55) encontra-se o comportamento da impedância de malha fechada pra baixas frequências:

$$Z_{i,MF} \approx \frac{1}{s \{ [C_{fd} R_{fd} I_{Lf} + DV_{Cb} (C_f + C_{fd})] G_{eq} + (C_f + C_{fd}) D^2 \}}, \quad (56)$$

a partir da qual se verifica que CDP comporta-se como um capacitor cuja capacitância é dada por:

$$C_{eq} = [C_{fd} R_{fd} I_{Lf} + DV_{Cb} (C_f + C_{fd})] G_{eq} + (C_f + C_{fd}) D^2. \quad (57)$$

A equação (57) revela que, em malha fechada, a capacitância equivalente sintetizada pela CDP depende não apenas de C_f , C_{fd} e D , como ocorria em malha aberta, mas também dos demais blocos que compõem o diagrama de blocos da Figura 9, incluindo o controlador $C_{vcb}(s)$ da malha de controle da componente pulsante \tilde{v}_{Cb} .

Nesse sentido, a seleção e sintonia adequada desse controlador altera significativamente a habilidade da CDP em mitigar a referida ondulação de tensão. A fim de verificar o desempenho de diferentes estratégias de compensação, a malha de controle da ondulação de tensão é implementada considerando o uso de duas estratégias: a primeira ilustrada na Figura 9.a faz uso de uma simples malha *feedforward* (FF), enquanto a segunda, representada na Figura 9.b faz igual uso de uma malha *feedforward*, mas também adiciona um controlador proporcional-ressonante (PR).

A partir da primeira estratégia (sem controlador PR) uma componente de razão cíclica alternada, proporcional à parcela pulsante de v_{Cb} , é somada à saída do controlador que regula o valor médio da tensão V_{Cf} . Como resultado, a razão cíclica que controla V_{Cf} passa a oscilar em torno de um valor médio, de forma sincronizada com v_{Cb} , transferindo, assim, a pulsação de tensão de v_{Cb} para v_{Cf} .

O ganho de realimentação da componente pulsante \tilde{v}_{Cb} pode ser calculado assumindo-se que a dinâmica da malha de controle do valor médio de v_{Cf} é muito lenta. Portanto, negligenciando a dinâmica de $C_{vcf}(s)$, tem-se:

$$C_{vcb}(s) = k_{ff} = \frac{V_{Cf}}{k_{vcb} k_{PWM} \hat{V}_{Cb} V_{Cb}}. \quad (58)$$

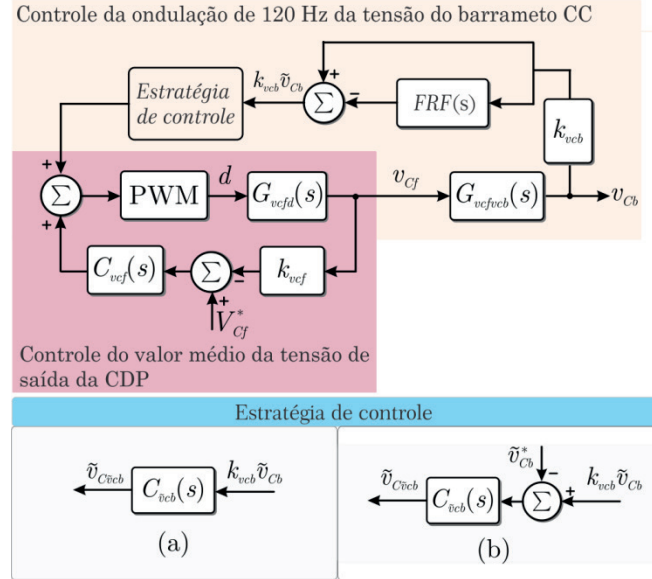


Fig. 9. Diagrama de blocos das malhas de controle da célula de desacoplamento de potência.

A segunda estratégia de compensação aplicada à redução da ondulação de tensão do barramento CC faz uso de um controlador PR ajustado em $2\omega_0$ (frequência de ressonância), cuja função de transferência é dada por:

$$C_{vcb}(s) = k_p + \frac{k_r s}{s^2 + \omega_r^2}. \quad (59)$$

Nesse caso, a ondulação de tensão \tilde{v}_{Cb} é amplificada pelo controlador ressonante, o que resulta no aumento da efetividade na mitigação da ondulação de 120 Hz.

Aplicando-se os dois controladores, um a um, em (59), obtêm-se as impedâncias $Z_{i,MF}$ malha fechada para ambos os casos, cujos diagramas de Bode são alustrados na Figura 10.

Como pode ser observado, a operação em malha fechada aumenta a capacitância efetiva da CDP nos entornos do dobro da frequência da rede, sobretudo quando o controlador proporcional-ressonante é utilizado, demonstrando sua capacidade de atenuar a ondulação de 120 Hz inerente a pulsação de potência existente em inversores monofásicos conectados à rede elétrica.

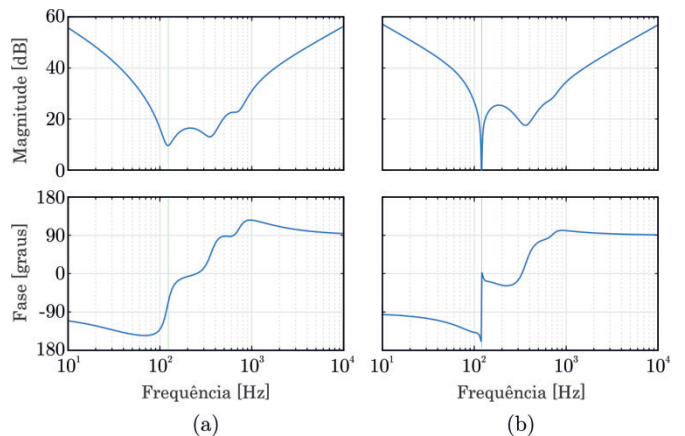


Fig. 10. Diagrama de Bode da impedância de entrada em malha fechada (a) com controlador proporcional e (b) com controlador proporcional-ressonante.

VI. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Para avaliar o desempenho experimental da CDP, desenvolveu-se o protótipo ilustrado na Figura 11.a. Os testes foram realizados considerando a inserção da CPD no barramento CC do microinversor fotovoltaico ilustrado na Figura 11.b. As principais especificações utilizadas para dimensionar a CDP seguem resumidas na Tabela II, enquanto componentes utilizados são apresentados na Tabela III e os parâmetros dos controladores são apresentados na Tabela IV.

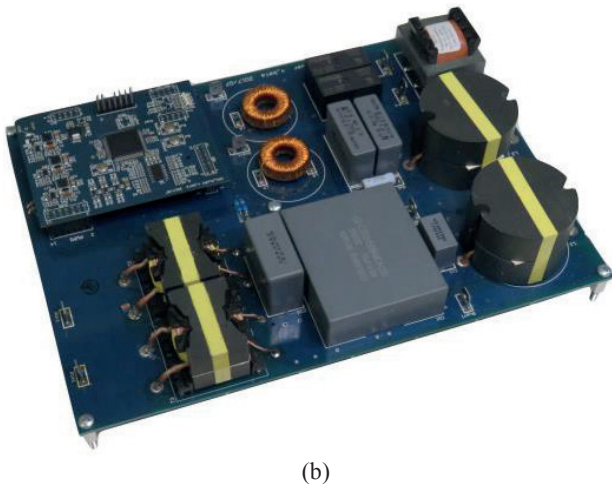
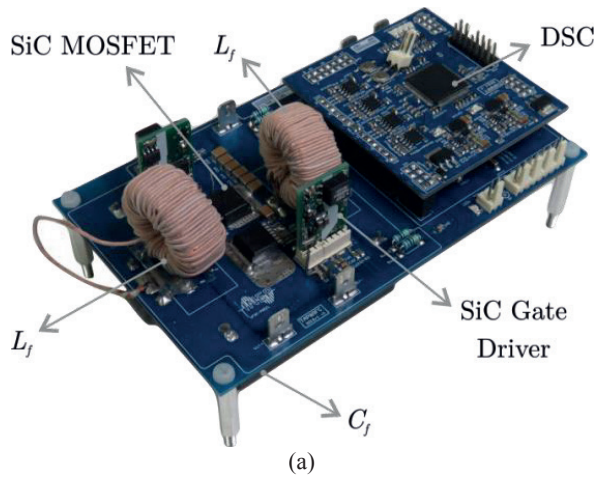


Fig. 11. Protótipos: (a) CDP (80 x 135 x 30) mm; (b) microinversor fotovoltaico de 250 W (180 x 120 x 40) mm.

TABELA II

Parâmetros do Sistema e Especificação Elétrica do CDP

Potência média nominal ($P_{pv} = P_{av}$)	250 W
Tensão do capacitor de desacoplamento (V_{Cf})	250 V
Tensão do barramento (V_{Cb})	420 V
Frequência da rede (f_{rede})	60 Hz
Frequência de comutação PDC (f_s)	50 kHz
Ganho modulador ($k_{PWM} = 1$)	1,0
Ganho do sensor da tensão do capacitor de desacoplamento ($k_{V_{Cf}}$)	1,0
Ganho do sensor da tensão de barramento	1,0

TABELA III

Principais Componentes de Potência

C_{bus}	50 μ F/500 V	C3D2H506KMCAC00
C_f e C_{fd}	30 μ F/500 V	MKP1848S63050JY5C
R_{fd}	15 Ω /3 W	ERG-3SJ150V
Interruptores	900 V	C3M0280090J-TR
L_f	2 x 1,0 mF	MMTF75T2711 (Toroidal)

TABELA IV

Parâmetros dos Controladores

Controlador PI da malha para controle do valor médio de V_{Cf}	$k_c = 0,0012$ $\tau_z = 9,12$ ms
Controlador FF para controle da ondulação de tensão do barramento CC	$k_{ff} = 26,5$
Controlador PR para controle da ondulação de tensão do barramento CC	$k_p = 0,01$ $k_r = 1$ $\omega_r = 2\pi 120$ rad/s

Durante a inicialização, a CDP é conectada ao barramento CC e controlada por um algoritmo de partida suave, que garante a evolução gradativa de V_{Cf} de zero até seu valor nominal. Uma vez que a tensão no capacitor de desacoplamento tenha alcançado seu valor nominal, a CDP passa a operar para mitigar a ondulação de tensão do barramento CC.

A Figura 12.a exibe as formas da onda da tensão do barramento CC e no capacitor de desacoplamento, bem como das correntes no indutor da CDP e injetada na rede elétrica, durante a conexão da CDP no barramento CC, no instante $t = 4,25$ s. Por sua vez, a Figura 12.b apresenta os detalhes dessa mesma forma de onda, enfatizando a inicialização da CDP. A partir dos resultados apresentados, é possível perceber que, imediatamente após a inicialização da CDP, a ondulação de tensão no barramento CC é mitigada, sendo significativamente reduzida de $\Delta V_{Cb} = 30,2$ V (7,2%) para $\Delta V_{Cb} = 5,0$ V (1,12%).

O desempenho em regime permanente na potência nominal do microinversor fotovoltaico implementado sem e com a CDP também é ilustrado na Figura 12.c. Observa-se a partir da tensão v_{Cb} e da corrente i_{Lf} , que a ondulação de tensão foi transferida com sucesso do barramento CC para o capacitor de desacoplamento, C_f , que passou a apresentar uma ondulação de tensão de 120 Hz igual a $\Delta V_{Cf} = 54$ V sobreposto ao valor médio de aproximadamente 250 V.

Além disso, destaca-se que depois da inserção da CDP no barramento CC, a THD_i da corrente i_{rede} injetada na rede pelo microinversor teve leve melhora, passando de 3,13% antes para 2,81% depois da ativação.

Os resultados obtidos evidenciam a capacidade da CDP em mitigar o conteúdo harmônico de baixa frequência da tensão do barramento CC. Dessa forma, desde que seu projeto seja otimizado para também garantir competitividade em termos de eficiência, densidade de potência e custo, certamente seu emprego torna-se uma alternativa viável frente aos capacitores eletrólitos em inversores e microinversores fotovoltaicos.

VII. CONCLUSÃO

Este artigo apresentou uma célula de desacoplamento de potência para um microinversor fotovoltaico, capaz de mitigar a ondulação de tensão do barramento CC que ocorre no dobro da frequência da rede. A análise teórica demonstrou que a supressão de ondulações somente é eficaz quando uma estratégia adequada é aplicada para controlar a célula de desacoplamento, garantindo elevada atenuação da pulsação de 120 Hz da tensão do barramento CC.

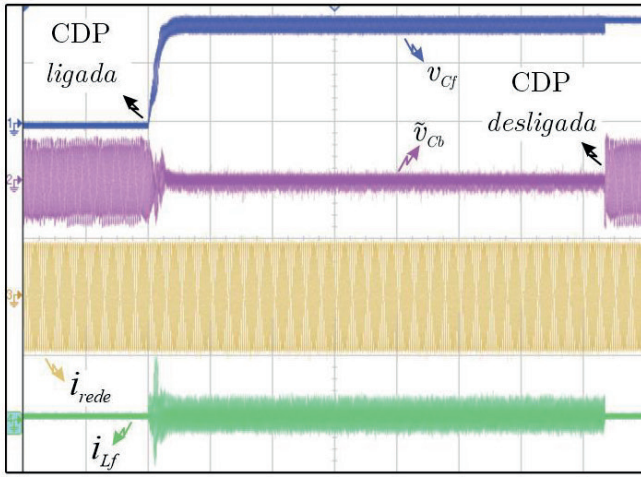
Os resultados experimentais demonstraram que a ondulação da tensão diminui significativamente após a inserção da célula de desacoplamento de potência no barramento do microinversor fotovoltaico, passando de 30,2 V (antes) para 5,0 V (depois), mantendo o mesmo capacitor de barramento e sem degradar a THD da corrente injetada na rede elétrica. Apesar de a célula de desacoplamento ter sido utilizada aqui para suprimir a ondulação de tensão, entendê-la como um capacitor ativo é o primeiro passo para expandir seu uso para novas e ainda mais relevantes aplicações.

AGRADECIMENTOS

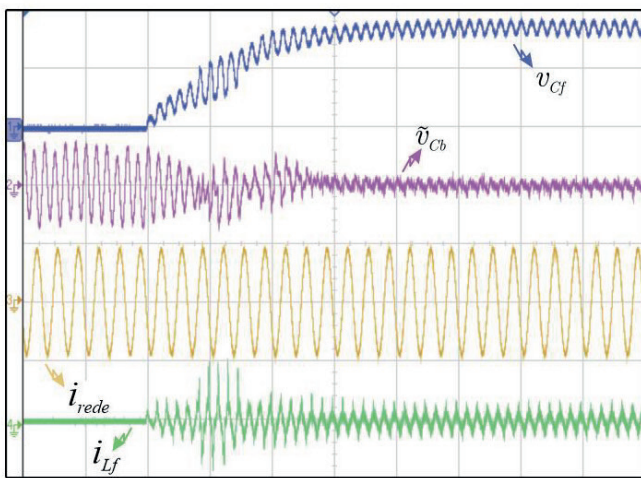
Os autores agradem ao CNPq pelo suporte financeiro (Processo nº: 422276/2016-2).

REFERÊNCIAS

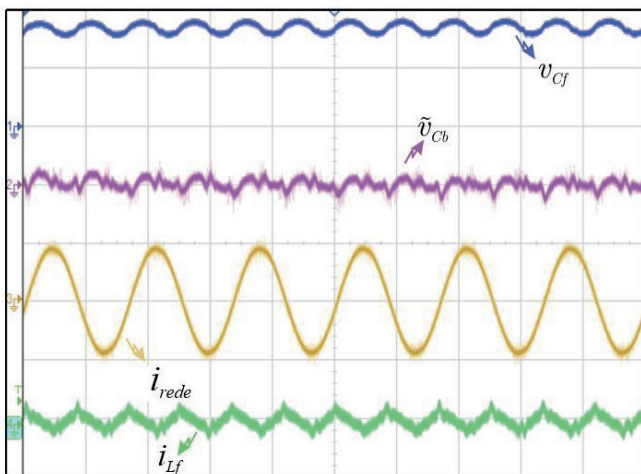
- [1] R. F. Coelho, “Concepção, análise e implementação de uma microrrede interligada à rede elétrica para alimentação ininterrupta de cargas CC a partir de fontes renováveis”, Tese de Doutorado, Universidade Federal de Santa Catarina, 2013.
- [2] R. Teodorescu, M. Liserre, P. Rodriguez, *Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems*, Wiley, 2010.
- [3] S. Kouro, J. I. Leon, D. Vinnikov, L. G. Franquelo, “Grid-connected photovoltaic systems: An overview of recent research and emerging PV converter technology”, *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 9, nº 1, p. 47-61, Mar. 2015.
- [4] S. B. Kjaer, J. K. Pedersen, F. Blaabjerg, “A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, nº 5, p. 1292–1306, Set. 2005.
- [5] D. Dong, M. S. Agamy, M. H.-Todorovic, X. Liu, L. Garces, R. Zhou, P. Cioffi, “A PV residential microinverter with grid-support function: Design, implementation, and field testing”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 54, nº 1, p. 469–481, Jan. 2018.
- [6] L. Schmitz, T. P. Horn, D. C. Martins, R. F. Coelho, “Conversor cc-cc de alto ganho voltado para aplicações fotovoltaicas com módulos de filme fino”, *Eletrônica de Potência*, v. 23, n. 3, p. 339–348, Set. 2018.
- [7] A. Hu, S. Harb, N. Kutkut, I. Batarseh, Z. J. Shen, “A review of power decoupling techniques for microinverters with three different decoupling capacitor locations in PV systems”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 28, n. 6, p. 2711-2726, Jun. 2013.
- [8] Y. Levron, S. Canaday, R. W. Erickson, “Bus voltage control with zero distortion and high bandwidth for



(a)



(b)



(c)

Fig. 12. Formas de onda experimentais: (a) Inicialização e desconexão da CDP; (b) detalhes no momento da inicialização e (c) comportamento em regime permanente. Base de tempo da medição: (a) 1,0 s/div e (b) 10 μ s/div. Escalas: v_{Cf} (100 V/div); v_{Cb} (200 V/div); (a) i_{Lf} (2,0 A/div) e (b) i_{rede} (1,0 A/div). As medições foram realizadas com o osciloscópio DSO-X 4054A, da Keysight Technologies.

- single-phase solar inverters”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 31, n. 1, p. 258–269, Jan. 2016.
- [9] T. A. Pereira, “Compensation of the double-line frequency voltage ripple on single-phase two-stage photovoltaic microinverter”, Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Santa Catarina, 2018.
- [10] H. Wang, F. Blaabjerg, “Reliability of capacitors for DC-link applications in power electronic converters – An overview”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 50, n. 5, p. 3569–3578, Set. 2014.
- [11] M. Keshani, E. Adib, H. Farzanehfard, “Micro-inverter based on single-ended primary-inductance converter topology with an active clamp power decoupling”, *IET Power Electronics*, v. 11, n. 1, p. 73–81, Fev. 2018.
- [12] C. Y. Liao, W. S. Lin, Y. M. Chen, C. Y. Chou, “A PV micro-inverter with PV current decoupling strategy”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vo. 32, n. 8, p. 6544–6557, Ago. 2017.
- [13] D. Wang, M. Preindl, F. Peng, J. Ye, A. Emadi, “DC-bus design with hybrid capacitor bank in single-phase PV inverters”, in *Proc. of IEEE IECON*, Pequim, China, p. 2425–2430, Dec. 2017.
- [14] H. Wang, C. Li, G. Zhu, Y. Liu, H. Wang, “Model-based design and optimization of hybrid DC-link capacitors banks”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 35, n. 5, p. 8910–8925, Set. 2020.
- [15] B. Gu, J. Dominic, J. Zhang, L. Zhang, B. Chen, J.-S. Lai, “Control of electrolyte-free microinverter with improved MPPT performance and grid current quality”, in *Proc. of IEEE APEC*, Fort Worth, U.S., p. 1788–1792, Mar. 2014.
- [16] I. Serban, “Power decoupling method for single-phase H-bridge with no additional power electronics”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 62, n. 8, p. 4805–4813, Ago. 2015.
- [17] Y. Tang, W. Yao, P. Loh, F. Blaabjerg, “Highly reliable transformerless photovoltaic inverters with leakage current and pulsating power elimination”, *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, v. 63, n. 2, p. 1016–1026, Fev. 2015.
- [18] A. S. Morsy, P. N. Enjeti, “Comparison of active power decoupling methods for high-power-density single-phase inverters using wide-bandgap FETs for Google Little Box Challenge”, *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, v. 4, n. 3, p. 790–798, Set. 2016.
- [19] Z. Qin, Y. Tang, P. C. Loh, F. Blaabjerg, “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*, v. 4, n. 1, p. 15–25, Mar. 2016.
- [20] Y. Sun, Y. Liu, M. Su, W. Xiong, J. Yang, “Review of active power decoupling topologies in single-phase systems”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 31, n. 7, p. 4778–4794, Jul. 2016.
- [21] M. A. Vitorino, L. F. S. Alves, R. Wang, M. B. R. Correa, “Low-frequency power decoupling in single-phase applications: a comprehensive overview”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 32, n. 4, p. 2892–2912, Abr. 2017.
- [22] H. Zhang, X. Li, B. Ge, R. S. Balog, “Capacitance, dc voltage utilization, and current stress: Comparison of double-line frequency ripple power decoupling for single-phase systems”, *IEEE Industrial Electronics Magazine*, v. 11, n. 3, p. 37–49, Set. 2017.
- [23] S. Xu, L. Chang, R. Shao, “Evolution of single-phase power converter topologies underlining power decoupling”, *Chinese Journal Electrical Engineering*, v. 2, n. 1, p. 24–39, Jun. 2016.
- [24] M. Saito, N. Matsui, “Modeling and control strategy for a single-phase PWM rectifier using a single-phase instantaneous active/reactive power theory”, in *Proc. of IEEE INTELEC*, Yokohama, Japão, p. 573–578, Oct. 2003.
- [25] R. Wang, F. Wang, D. Boroyevich, R. Burgos, R. Lai, P. Ning, K. Rajashekara, “A high power density single-phase PWM rectifier with active ripple energy storage”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 26, n. 5, p. 1430–1443, Maio 2011.
- [26] C. Y. Wu, C. H. Chen, J. W. Cao, M. T. Liu, “Power control and pulsation decoupling in a single-phase grid-connected voltage-source inverter”, in *Proc. of IEEE TENCON*, Sydney, Austrália, p. 475–479, Apr. 2013.
- [27] A. Kyritsis, N. Papanicolaou, E. Tatakis, “A novel parallel active filter for current pulsation smoothing on single stage grid-connected ac-pv modules”, in *Proc. of IEEE EPE.*, Aalborg, Dinamarca, p. 1–10, 2007.
- [28] I. Serban, C. Marinescu, “Active power decoupling circuit for a single-phase battery energy storage system dedicated to autonomous microgrids,” in *Proc. of IEEE ISIE*, Bari, Itália, p. 2717–2722, July 2010.
- [29] W. Cai, B. Liu, S. Duan, L. Jiang, “An active low-frequency ripple control method based on the virtual capacitor concept for BIPV systems”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 29, n. 4, p. 1733–1745, Abr. 2014.
- [30] X. Cao, Q.-C. Zhong, W.-L. Ming, “Ripple eliminator to smooth DC-bus voltage and reduce the total capacitance required”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 62, n. 4, p. 2224–2235, Abr. 2015.
- [31] S. Qin, Y. Lei, C. Barth, W.-C. Liu, R. C. N. Pilawa-Podgurski, “A high efficiency high energy density buffer architecture for power pulsation decoupling in grid-interfaced converters,” in *Proc. of IEEE ECCE*, Montreal, Canadá, p. 149–157, Sept. 2015.
- [32] P. T. Krein, R. S. Balog, M. Mirjafari, “Minimum energy and capacitance requirements for single-phase inverters and rectifiers using a ripple port”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 27, n. 11, p. 4690–4698, Nov. 2012.
- [33] S. Harb, M. Mirjafari, R. S. Balog, “Ripple-port module-integrated inverter for grid-connected PV applications”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 49, n. 6, p. 2692–2698, Nov. 2013.
- [34] R. J. Wai, C. Y. Lin, “Active low-frequency ripple control for clean energy power conditioning mechanism”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 57, n. 11, p. 3780–3792, Nov. 2010.

- [35] H. Wang, H.-H. Chung, W. Liu, “Use of a series voltage compensator for reduction of the dc-link capacitance in a capacitor-supported system”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 29, n. 3, p. 1163–1175, Mar. 2014.
- [36] W. Liu, K. Wang, H.-H. Chung, S.-H. Chuang, “Modeling and design of series voltage compensator for reduction of dc-link capacitance in grid-tie solar inverter”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 30, n. 5, p. 2534–2548, Maio 2015.
- [37] R. W. Erickson, D. Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*, Springer US, 2001

DADOS BIOGRÁFICOS

Thiago A. Pereira, nascido em Florianópolis, Brasil. Recebeu o título de Tecnólogo em Mecatrônica Industrial (2011) pelo Instituto Federal de Santa Catarina (IFSC), Engenheiro Eletricista, Mestre em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, SC, Brasil, em 2016 e 2018, respectivamente. Atualmente é Pesquisador na Universidade de Kiel, Kiel, Alemanha. Suas áreas de interesse são: conversores cc-cc, transformadores de estado sólido, microrredes e processamento de energia proveniente de fontes renováveis. É membro da SOBRAEP e do IEEE.

Lenon Schmitz, nascido em Blumenau, SC, Brasil, em 28 de março de 1990. 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. 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.

Thamires P. Horn, nascida em São Miguel do Oeste, em junho de 1991. Recebeu o título de Engenheira de Controle e Automação pela Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC) em 2018. Atualmente é mestranda no Instituto de Eletrônica de Potência (INEP/UFSC). Suas áreas de interesse incluem circuitos elétricos, estabilidade de microrredes, técnicas de controle aplicadas em conversores de potência, energia solar, rastreamento de máxima potência, conversores elevadores de alto ganho.

Denizar C. Martins, nasceu em São Paulo, SP, Brasil, em 24 de abril de 1955. Recebeu o título de Engenheiro Eletricista 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 é professor titular do Departamento de Engenharia Elétrica da mesma instituição, onde desenvolve trabalhos nos seguintes temas: conversores estáticos CC-CC e CC-CA, correção de fator de potência, qualidade de energia, processamento eletrônico da energia solar fotovoltaica, redes ativas de distribuição, simulação de conversores estáticos e acionamento elétrico. É membro do IEEE, da SOBRAEP e da SBA.

Roberto F. Coelho, nasceu em Florianópolis, em 19 de agosto de 1982. Recebeu o título de Engenheiro Eletricista, Mestre e Doutor em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC), SC, Brasil, em 2006, 2008 e 2013, respectivamente. Atualmente é professor do Departamento de Engenharia Elétrica e Eletrônica da mesma instituição, onde desenvolve trabalhos relacionados ao processamento de energia proveniente de fontes renováveis e ao controle e estabilidade de microrredes. É membro do IEEE e da SOBRAEP.