

MODELAGEM E CONTROLE DAS TENSÕES DOS CAPACITORES FLUTUANTES DO INVERSOR COM GRAMPEAMENTO ATRAVÉS DE CAPACITORES FLUTUANTES

Rodrigo M. B. Moritz, Alessandro L. Batschauer^{ORCID}, Maurício C. da Silva^{ORCID}

Universidade do Estado de Santa Catarina, Joinville – SC, Brasil

e-mail: rodrigombmoritz@gmail.com, alessandro.batschauer@udesc.br, mauricio.cs@hotmail.com

Resumo – Um método ativo de controle para equilibrar a tensão dos capacitores flutuantes é apresentado para um inversor monofásico de ponte completa com grampeamento através de capacitores flutuantes (FC – *Flying Capacitor*). Com base nas equações dos capacitores flutuantes, é introduzido um método analítico que representa o equilíbrio de tensão natural. Nesta técnica, a razão cíclica dos interruptores é modificada para controlar a tensão dos capacitores flutuantes usando um controlador do tipo proporcional integral. Este método considera a direção da corrente de saída do inversor, visto que esta influencia no equilíbrio de tensão dos capacitores. O controlador gera pequenas diferenças entre as razões cíclicas dos interruptores, alterando a carga dos capacitores. Resultados de simulação e experimentais mostram que o controle é eficiente, mantendo a tensão do capacitor regulada. Adicionalmente, são apresentados resultados experimentais do inversor aplicado a um sistema fotovoltaico conectado à rede elétrica.

Palavras-chave – Balanço Ativo da Tensão de Capacitor, Modulação por Largura de Pulso com Deslocamento de Fase (PS-PWM), Inversor Multinível com Capacitor Flutuante.

MODELING AND CONTROL OF INVERTER FLYING CAPACITOR VOLTAGES WITH CLAMPING THROUGH FLYING CAPACITORS

Abstract – An active control method to balance the flying capacitor's voltage is presented for a single-phase full-bridge flying capacitor inverter. Based on the equations of flying capacitors, an analytical method that represents the natural capacitor's voltage balancing is introduced. In this technique, switches' duty cycle is modified to control flying capacitor's voltage using a proportional integrative controller. This method considers that current direction influences the capacitor's voltage balance. The controller generates small differences between the switches' duty cycle, which change the charge process of the capacitors.

Manuscript received 06/29/2023; first revision 08/11/2023; accepted for publication 10/19/2023, by recommendation of Associate Editor Levy Costa. <http://dx.doi.org/10.18618/REP.2023.4.0017>.



Simulation and experimental implementation results show that the control is efficient, maintaining the capacitor's voltage regulated. Experimental results of the inverter applied to a photovoltaic system connected to the electrical grid are presented.

Keywords – Active Capacitor Voltage Balancing, Flying Capacitor Multilevel Inverter, Phase-Shifted Pulse Width Modulation (PS-PWM).

I. INTRODUÇÃO

Com uma projeção de grande crescimento das energias renováveis, surge também a necessidade de sistemas capazes de processarem essa energia. A aplicação de conversores multiníveis se apresenta atrativa para realizar a conversão da energia nestes casos [1]. Nos últimos anos, os conversores multiníveis surgiram como uma opção para aplicações de alta tensão e potência elevada [2]. Pesquisas recentes mostram que esses conversores também podem ser utilizados para aplicações de baixa potência, como sistemas de propulsão de veículos elétricos, filtros ativos de energia, sistemas fotovoltaicos e sistemas de energia ininterrupta (UPS – *Uninterruptible Power Supply*) [3]–[8]. Esses estudos mostram que é possível a obtenção de melhor eficiência, redução do volume e, conseqüentemente, menor peso do conversor ao fazer uso de topologias multiníveis, em substituição aos inversores convencionais que sintetizam dois níveis de tensão. Além disso, esses conversores permitem operar com frequência de comutação reduzida, o que implica em menores valores de emissão de interferência eletromagnética (EMI – *Electromagnetic Interference*) [6].

Embora haja avanços nas pesquisas dos conversores multiníveis, estudos devem ser realizados para aprimorar e difundir o uso destas topologias em aplicações de baixa potência — onde o conversor com capacitores flutuantes (FC – *Flying Capacitor*), proposto por Meynard em 1992 [9], pode ser atrativo. Este conversor realiza o grampeamento de tensão sobre os interruptores através de capacitores, diferentemente da topologia que utiliza diodos (NPC – *Neutral Point Clamped*). As vantagens do conversor FC sobre o NPC são um número maior de estados redundantes de operação, permitindo maior flexibilidade para o controle das tensões dos capacitores, além de realizar o grampeamento de tensão de forma direta em todos os interruptores, evitando sobretensão [10].

No conversor FC é necessário manter a tensão nos capacitores flutuantes equilibrada, pois quando um

desequilíbrio ocorre, o capacitor pode ser danificado e alguns dispositivos podem não funcionar corretamente, comprometendo a funcionalidade do conversor e não garantindo uma operação segura. O desequilíbrio de tensão pode ocorrer devido às diversas não linearidades e não idealidades presentes na topologia, como a queda de tensão nos semicondutores, o processo de energização do conversor, ocorrência de variações bruscas na tensão do barramento CC, diferenças nas correntes de fuga dos capacitores do barramento CC, nível CC na corrente de saída, além de diferenças entre os sinais de comando dos interruptores [11].

Diferentes métodos foram introduzidos na literatura para manter a tensão dos capacitores flutuantes balanceada [12]–[14]. O método do controle de equilíbrio natural dispensa o uso de sensores de tensão e corrente, e faz uso da modulação por largura de pulsos com deslocamento de fase (PS-PWM – *Phase Shift – Pulse Width Modulation*). Esta estratégia no entanto não proporciona um bom balanceamento da tensão quando o conversor opera com valores pequenos de índice de modulação e, também, devido às diversas variáveis não lineares. Dessa forma, as técnicas de controle em malha fechada são preferíveis e podem ser divididas em duas categorias. Uma delas baseada no controle ativo convencional, faz uso de controladores clássicos que ajustam a razão cíclica dos interruptores de acordo com um sinal de referência. A outra técnica, denominada controle seletivo, utiliza os estados de comutação redundantes que a topologia do conversor FC proporciona [15]–[17].

Em [18] é abordada uma técnica de controle em malha fechada para controlar as tensões dos capacitores flutuantes de um inversor FC assimétrico, que neste caso podem divergir do valor nominal dependendo da amplitude do índice de modulação e do ângulo de carga. Devido à assimetria, o número de estados redundantes de operação diminui, o que pode prejudicar o balanço de tensão. Para contornar este problema, os autores desenvolvem uma lei de controle em função do número de níveis sintetizados pelo inversor, usando a modulação por vetores espaciais (SVM – *Space Vector Modulation*), pois, facilita a análise do impacto de cada estado de comutação na tensão dos capacitores [18]. Em [19] os autores apresentam uma modulação descontínua para o inversor FC de três níveis, que equilibra a tensão dos capacitores flutuantes através de um controlador proporcional não linear implementado com DSP (*Digital Signal Processor*). A estratégia é feita usando uma máquina de estados para decodificar regiões de modulação onde há menor número de comutações, visando redução da distorção harmônica e distribuição uniforme das comutações dos interruptores.

Alguns trabalhos abordam diferentes técnicas de controle ativo convencional. O método apresentado em [20] é baseado na implementação de um controlador proporcional usando a modulação PS-PWM, que pode ser aplicada em conversores FC de vários níveis. Neste artigo, os efeitos entre a corrente dos capacitores e a razão cíclica dos interruptores são medidos e usados para regular a tensão dos capacitores. Em [21] é apresentado um método de controle onde é gerada uma diferença de razão cíclica entre os interruptores, alterando a amplitude da senoide de referência de cada interruptor. Porém, como a direção da corrente de saída do conversor não é

considerada, o controle pode ser lento e deficitário. Outro método de controle ativo das tensões dos capacitores flutuantes é proposto em [22] para um inversor FC de ponte completa multicélulas de sete níveis. Nesta proposta, primeiramente a direção da corrente de saída e a tensão dos capacitores são medidas e interpretadas em variáveis lógicas, que em seguida são alimentadas em um conjunto de equações, que então ajustam as tensões de acordo com um sinal de referência, e geram a tensão de saída necessária determinada por um modulador PWM. Segundo os autores, este método é direto e simples de ser implementado, pois, não há necessidade de otimização de funções custo nem a utilização de controladores proporcional integral. Entretanto, esta técnica só pode ser implementada digitalmente e, o equacionamento necessário pode ser complexo, além de demandar maiores esforços computacionais.

Diversas técnicas com o objetivo de controlar a tensão dos capacitores flutuantes de diferentes maneiras vêm sendo relatadas na literatura. Uma estratégia geral de modulação por largura de pulso (PWM) para inversores multiníveis FC é proposta por [23], com uma técnica que visa equilibrar naturalmente e ativamente o sistema, usando a troca de portadoras em diferentes momentos. De acordo com os autores, essa metodologia envolve a troca de portadoras vizinhas em ciclos de comutação consecutivos e, é aplicável para qualquer número de níveis. Com isso, obtém-se sequências de estados de comutação zero independentes (ZSS) e equações que relacionam as tensões das células de comutação às tensões de saída do inversor. Dessa forma, o PWM proposto gera estados de comutação simétricos e permite o monitoramento eficiente dos capacitores flutuantes para equilíbrio ativo. Em [24], é apresentada uma técnica de balanceamento usando a modulação *Wavelet*, para um inversor FC monofásico de sete níveis. O controle é baseado no ajuste das escalas das funções de base *Wavelet* segmentadas, utilizadas como sinais de comutação para operar o inversor. Esses ajustes nas escalas permitem variar as larguras e localizações dos pulsos de comutação, regulando as tensões nos capacitores. Um inversor FC de nove níveis com auto-balanceamento e um método de modulação de duplo período com deslocamento de níveis é apresentado em [25]. Segundo os autores, essa estratégia de modulação alcança equilíbrio automático das tensões dos capacitores, reduz a corrente de carga e possui uma contagem reduzida de capacitores. Outro método de equilíbrio da tensão de capacitores flutuantes em inversores FC é proposto em [26], com um esquema de modulação otimizado que utiliza critérios de prioridade compostos para reduzir as transições de comutação e equilibrar as tensões dos capacitores, o que de acordo com os autores resulta em uma redução significativa da frequência de comutação e das perdas de comutação.

Este artigo aborda o estudo, a modelagem e a implementação de um inversor FC de cinco níveis configurado em ponte completa (FC-FC), apresentando como exemplo de aplicação a interface entre um módulo fotovoltaico de baixa potência e a rede elétrica. Uma técnica de controle em malha fechada é desenvolvida usando a modulação PS-PWM, que pode ser estendida para conversores FC de vários níveis, mesmo sob condições adversas. Para a estratégia proposta,

o controlador das tensões dos capacitores atua de modo independente das demais malhas de controle da tensão e da corrente do inversor. O método de análise representa a tensão natural equilibrada do capacitor para o projeto do controlador considerando o sentido da corrente de saída, visto que esta corrente influencia na regulação da tensão. Em aplicações do FC como retificador com correção do fator de potência (PFC – *Power Factor Correction*), já há necessidade de medição da corrente, desta forma, o método proposto não exige a adição de novos sensores à topologia, além de ser de simples implementação, visto que pode ser desenvolvido de modo analógico.

O artigo é estruturado da seguinte forma: na seção II são descritos os princípios básicos de operação do inversor FC-FC. Na seção III é desenvolvida a modelagem CA de pequenos sinais para o controle da tensão dos capacitores flutuantes, cujos controladores são projetados de modo digital. A seção IV apresenta a modelagem e o projeto dos controladores digitais do conversor FC-FC conectado na rede elétrica de distribuição. Por fim, a seção V apresenta resultados experimentais do conversor operando com carga resistiva e conectado na rede elétrica.

II. PRINCÍPIOS BÁSICOS DE OPERAÇÃO DO INVERSOR FC-FC

A Figura 1 mostra a topologia do inversor FC-FC de 5 níveis. Os interruptores são acionados através da modulação PS-PWM, onde as portadoras estão defasadas de 90° entre si, e o sinal de referência senoidal oscila na mesma frequência da tensão de saída de 60 Hz do conversor. Na Figura 2.a são apresentados os sinais da modulação PS-PWM, onde as portadoras P1 e P2, além da referência 1 (Ref1), são usadas para o acionamento dos interruptores do primeiro braço do conversor, enquanto as demais formas de onda referem-se ao segundo braço. A forma de onda da tensão de saída pode ser observada na Figura 2.b, onde nota-se a sintetização dos cinco níveis de tensão: $\pm V_{CC}$, $\pm \frac{V_{CC}}{2}$ e 0.

A Tabela I indica os estados de comutação do conversor e a informação da carga dos capacitores flutuantes, onde $C_x \uparrow$ representa que o capacitor está carregando, $C_x \downarrow$ a descarga, x indica o braço 1 ou 2 do conversor, e v_o e i_o simbolizam a tensão e a corrente de saída. Nota-se que o processo de carga e descarga dos capacitores flutuantes depende diretamente do sentido da corrente de saída e do estado de comutação

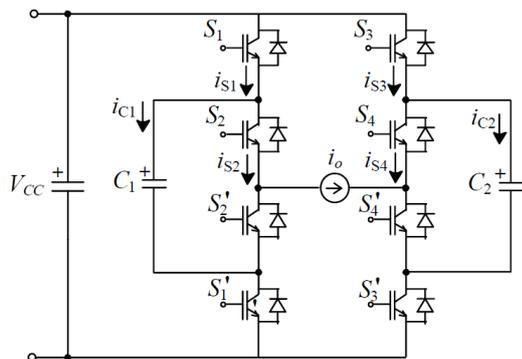
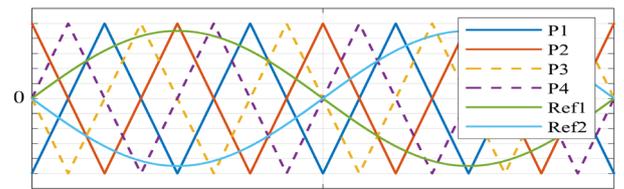
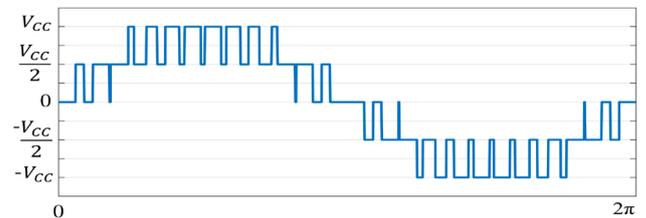


Fig. 1. Topologia do inversor de ponte completa com capacitores flutuantes de cinco níveis.



(a)



(b)

Fig. 2. Formas de onda da modulação PS-PWM (a) e da tensão de saída (b) do inversor FC de cinco níveis.

TABELA I

Estados de Comutação do Inversor e Condição de Carga dos Capacitores Flutuantes

Etapa	V_o	S_1	S_2	S_3	S_4	$i_o > 0$	$i_o < 0$
1	V_{CC}	1	1	0	0	-	-
2	$V_{CC}/2$	1	1	1	0	$C_2 \downarrow$	$C_2 \uparrow$
3	$V_{CC}/2$	1	1	0	1	$C_2 \uparrow$	$C_2 \downarrow$
4	$V_{CC}/2$	1	0	0	0	$C_1 \uparrow$	$C_1 \downarrow$
5	$V_{CC}/2$	0	1	0	0	$C_1 \downarrow$	$C_1 \uparrow$
6	0	1	1	1	1	-	-
7	0	1	0	1	0	$C_1 \uparrow$	$C_2 \downarrow$
8	0	1	0	0	1	$C_1 \uparrow$	$C_2 \uparrow$
9	0	0	1	1	0	$C_1 \downarrow$	$C_2 \downarrow$
10	0	0	1	0	1	$C_1 \downarrow$	$C_2 \uparrow$
11	0	0	0	0	0	-	-
12	$-V_{CC}/2$	1	0	1	1	$C_1 \uparrow$	$C_1 \downarrow$
13	$-V_{CC}/2$	0	1	1	1	$C_1 \downarrow$	$C_1 \uparrow$
14	$-V_{CC}/2$	0	0	1	0	$C_2 \downarrow$	$C_2 \uparrow$
15	$-V_{CC}/2$	0	0	0	1	$C_2 \uparrow$	$C_2 \downarrow$
16	$-V_{CC}$	0	0	1	1	-	-

do conversor. Além disso, há estados em que a carga dos capacitores não é alterada, enquanto outros alteram apenas um dos capacitores e, estados que alteram os dois.

A tensão de saída do conversor pode ser calculada através de (1), sendo que S_x ($x=1, 2, 3$ ou 4) assume valor igual a 1 se o interruptor está em condução e 0 se bloqueado. Em condições ideais, a tensão sobre os capacitores flutuantes e os interruptores é $\frac{V_{CC}}{2}$, onde V_{CC} é a tensão total do barramento CC na entrada do conversor.

$$v_o = V_{CC}(S_1 - S_3) + V_{C1}(S_2 - S_1) + V_{C2}(S_3 - S_4). \quad (1)$$

III. MODELAGEM E CONTROLE DA TENSÃO DOS CAPACITORES FLUTUANTES

A. Análise do Balanceamento da Tensão dos Capacitores

Para controlar a tensão dos capacitores flutuantes, é preciso primeiramente entender o processo de carga destes elementos dentro da topologia analisada. A variação de tensão sobre

os capacitores depende da corrente média que circula pelos mesmos, a qual é obtida a partir das correntes instantâneas, calculadas conforme (2) e (3):

$$i_{C_1}(t) = i_{S_1}(t) - i_{S_2}(t), \quad (2)$$

$$i_{C_2}(t) = i_{S_3}(t) - i_{S_4}(t). \quad (3)$$

Nota-se que a corrente dos capacitores C_1 e C_2 dependem diretamente das correntes nos interruptores, que podem ser descritas por (4):

$$i_{S_x} = d_{S_x}(t) i_o(t), \quad (4)$$

sendo $d_{S_x}(t)$ a razão cíclica instantânea do interruptor “x”. Substituindo (4) em (2) e (3), têm-se

$$i_{C_1}(t) = [d_{S_1}(t) - d_{S_2}(t)] i_o(t), \quad (5)$$

$$i_{C_2}(t) = -[d_{S_3}(t) - d_{S_4}(t)] i_o(t). \quad (6)$$

(5) e (6) mostram que as correntes que circulam pelos capacitores flutuantes dependem diretamente da corrente de saída e da diferença da razão cíclica dos interruptores de um dos braços do conversor. Em situações ideais, as razões cíclicas geradas pela modulação PS-PWM são iguais, a corrente média do capacitor é zero e, conseqüentemente, a tensão sobre os capacitores flutuantes se mantém balanceada. Pequenas diferenças de sinais entre $d_{S_1}(t)$ e $d_{S_2}(t)$ causadas por não idealidades inerentes aos interruptores e/ou nível CC na corrente de saída, resultam em desbalanceamentos na tensão dos capacitores, comprometendo a qualidade da tensão de saída do conversor e o seu funcionamento.

Esta análise mostra que é possível controlar a tensão dos capacitores flutuantes adicionando sinais de controle na razão cíclica dos interruptores, corrigindo o desbalanceamento de tensão de acordo com a referência estabelecida.

B. Método de Balanceamento da Tensão

O método de controle ativo proposto para o balanceamento da tensão dos capacitores flutuantes é baseado na adição de sinais de controle na razão cíclica dos interruptores de acordo com (7) e (8). Os comandos de S_1 e S_3 são compostos pela razão cíclica d , gerada pela modulação, e pelo sinal de controle Δd_S . Nos interruptores adjacentes S_2 e S_4 , a ação de controle Δd_S é subtraída de d , gerando uma diferença de $2\Delta d_S$ na razão cíclica dos interruptores de cada braço do conversor. Assim, Δd_S se torna a variável de controle e a tensão dos capacitores a variável a ser controlada.

$$d_{S_{1,3}}(t) = d + \Delta d_S(t), \quad (7)$$

$$d_{S_{2,4}}(t) = d - \Delta d_S(t). \quad (8)$$

Nesta técnica de controle é necessário inserir uma variável k_S multiplicando o sinal de controle, conforme mostrado na Figura 3. O sinal k_S identifica a direção da corrente de saída e assume valor 1 se $i_o > 0$ ou -1 se $i_o < 0$. A adição desta variável é necessária para aumentar a eficiência do controlador, haja vista que o sentido de i_o altera o processo de carga e descarga dos capacitores flutuantes. O mesmo controle é empregado em ambos os braços do conversor, os quais operam de forma

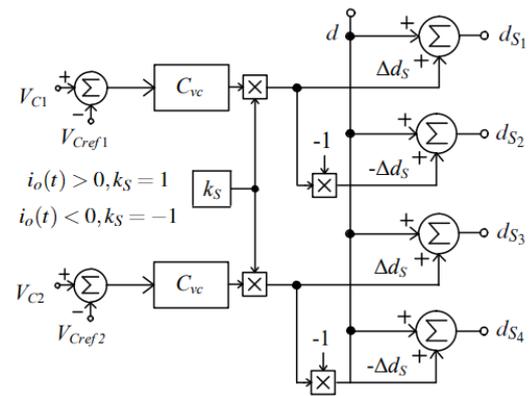


Fig. 3. Diagrama de controle do método proposto para balanceamento da tensão dos capacitores flutuantes.

independente.

C. Modelo CA de Pequenos Sinais

A modelagem CA de pequenos sinais, que expressa a dinâmica do conversor, é desenvolvida fazendo uma linearização em torno de um ponto quiescente de operação em regime permanente. Para isso, são inseridas perturbações transitórias nas tensões dos capacitores flutuantes $v_{C_{1,2}}$, e no sinal de controle Δd_S . Dessa forma, as variáveis têm o seu valor quiescente acrescido da respectiva perturbação:

$$v_{C_{1,2}}(t) = V_{C_{1,2}} + \hat{v}_{C_{1,2}}(t), \quad (9)$$

$$\Delta d_S(t) = \Delta d_S + \hat{\Delta}d_S(t). \quad (10)$$

O valor quiescente das variáveis é muito maior que a perturbação, ou seja,

$$|\hat{v}_{C_{1,2}}(t)| \ll |V_{C_{1,2}}|, \quad (11)$$

$$|\hat{\Delta}d_S(t)| \ll |\Delta d_S|. \quad (12)$$

Considerando a corrente de saída do conversor positiva, $i_o(t) > 0$, com valor médio igual ao seu valor de pico I_P e substituindo (7) e (8) em (5) e (6), obtém-se

$$i_{C_1}(t) = 2 I_P \Delta d_S(t) = -i_{C_2}(t), \quad (13)$$

e a partir da equação fundamental da corrente no capacitor

$$i_C(t) = C \frac{dv_C(t)}{dt}, \quad (14)$$

determinam-se

$$\frac{dv_{C_1}(t)}{dt} = \frac{2 I_P \Delta d_S(t)}{C_1}, \quad (15)$$

$$\frac{dv_{C_2}(t)}{dt} = -\frac{2 I_P \Delta d_S(t)}{C_2}. \quad (16)$$

Linearizando (15):

$$\frac{d[V_{C_1} + \hat{v}_{C_1}(t)]}{dt} = \frac{2 I_P}{C_1} [\Delta d_S + \hat{\Delta}d_S(t)], \quad (17)$$

desprezando os termos constantes e, usando os termos de 1ª

ordem, obtém-se

$$\frac{d\hat{v}_{C_1}(t)}{dt} = \frac{2I_P}{C_1} \hat{\Delta d_S}(t). \quad (18)$$

Aplicando a Transformada de Laplace, a expressão é dada por

$$sV_{C_1}(s) = \frac{2I_P}{C_1} \Delta d_S(s). \quad (19)$$

Adotando os mesmos procedimentos para (16), são obtidas as funções de transferência que representam a resposta em frequência das tensões dos capacitores flutuantes em função do sinal de controle, necessárias para o projeto do sistema de controle:

$$\frac{V_{C_1}(s)}{\Delta d_S(s)} = \frac{2I_P}{sC_1}, \quad (20)$$

e

$$\frac{V_{C_2}(s)}{\Delta d_S(s)} = -\frac{2I_P}{sC_2}. \quad (21)$$

Quando $i_o(t) < 0$, a corrente de saída altera de direção, e os sinais de (20) e (21) são invertidos.

D. Projeto do Controlador Digital

A implementação do método proposto é realizada utilizando um controlador digital. O diagrama de blocos usado para projetar o controlador da tensão dos capacitores flutuantes é apresentado na Figura 4, e os parâmetros utilizados são mostrados na Tabela II. A planta digitalizada e multiplicada com todos os ganhos do sistema é apresentada em (22) [11].

$$G_{VC}(w) = \frac{2I_P}{C_{1,2}} H_{vc} K_{AA} \left(\frac{-wT_a}{2} + 1 \right) \left(\frac{wT_a}{2} + 1 \right). \quad (22)$$

O projeto do controlador deve atender aos seguintes requisitos: margem de fase entre 45° e 135° , erro nulo em regime permanente, inclinação de -20 dB/dec na curva de ganho ao cruzar por 0 dB, e reduzida frequência de cruzamento por 0 dB para não influenciar na estabilidade do controle da corrente de saída e da tensão do barramento CC [11].

A Figura 5 mostra a resposta em frequência da planta de tensão no capacitor G_{VC_w} , do controlador C_{VC_w} e da planta controlada G_{C_w} . Como a função de transferência em malha aberta do sistema sem compensação cruza por 0 dB em uma frequência muito baixa, foi inserido um polo na origem a fim de elevar o ganho em baixas frequências e garantir erro estático nulo em regime permanente. A frequência de cruzamento por zero ocorre em 1 Hz, lenta o suficiente para não interferir nas dinâmicas das demais malhas do sistema. Assim, é utilizado um controlador do tipo proporcional integral (PI), alocando o zero do controlador em 0,1 Hz.

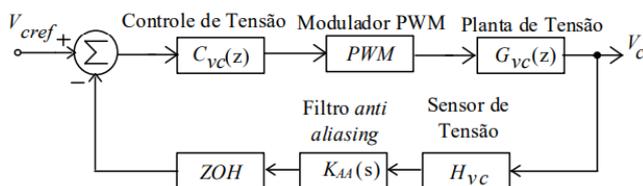


Fig. 4. Diagrama de blocos da malha de controle digital da tensão dos capacitores flutuantes.

TABELA II

Parâmetros de Projeto do Conversor Flying Capacitor de 5 Níveis

Parâmetro	Valor	Descrição
V_{CC} [V]	400	Tensão do barramento CC
$V_{o,rms}$ [V]	220	Tensão eficaz de saída
P_o [kW]	3,0	Potência de saída
$I_{P,min}$ [A]	7,3	Pico mínimo da corrente de saída
$I_{P,max}$ [A]	19,3	Pico máximo da corrente de saída
$C_{1,2}$ [μ F]	1410	Capacitância dos capacitores flutuantes
L_F [mH]	1,60	Indutância do filtro de saída
R_F [Ω]	0,06	Resistência do filtro de saída
RSE_{cb} [Ω]	0,10	Resistência série total do barramento CC
C_B [μ F]	1175	Capacitância total do barramento CC
f_s [kHz]	5,0	Frequência de comutação
f_a [kHz]	20,0	Frequência de amostragem
f_o [Hz]	60,0	Frequência da tensão de saída
H_{VC}	0,01	Ganho do sensor de tensão
H_I	0,05	Ganho do sensor de corrente
K_{AA}	1,00	Ganho do filtro anti-aliasing
f_a [kHz]	10,0	Frequência do filtro anti-aliasing

Um polo adicional é alocado na frequência de 1 kHz para atenuação de ruídos de altas frequências.

Nota-se ainda na Figura 5, que o sistema compensado cruza por zero na frequência desejada, com margem de fase de aproximadamente $81,5^\circ$ e inclinação de -20 dB/dec no gráfico de magnitude, de acordo com os requisitos especificados. A função de transferência do controlador da tensão nos capacitores é representada por (23).

$$C_{vc}(w) = \frac{2,185w + 1,369}{w(w + 6280)}. \quad (23)$$

IV. MODELAGEM E CONTROLE DO CONVERSOR FC-FC CONECTADO A REDE

Uma das aplicações do conversor em questão é realizar a interface entre um sistema fotovoltaico com a rede de distribuição. Assim, é necessário controlar a potência ativa injetada na rede através de duas malhas de controle. A partir da Figura 6 é possível ter uma visão geral do sistema de controle implementado. A malha interna de controle é responsável

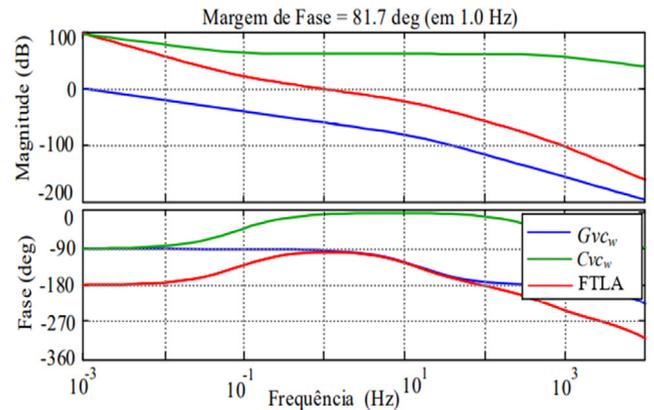


Fig. 5. Resposta em frequência da planta de tensão no capacitor (G_{VC_w}), do controlador (C_{VC_w}) e da função de transferência de laço aberto (FTLA).

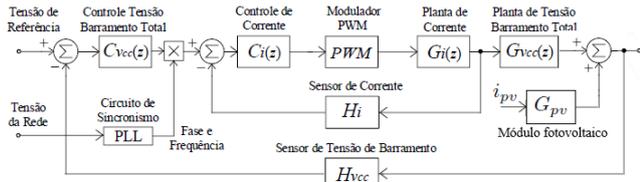


Fig. 6. Diagrama de blocos do sistema de controle do conversor FC-FC conectado à rede.

pela dinâmica da corrente injetada na rede e, a malha externa controla a tensão do barramento CC. O PLL (*Phase Lock Loop*) é responsável por gerar uma referência senoidal de amplitude unitária, sincronizada com a rede tanto em fase quanto em frequência. A referência senoidal da malha de corrente é criada a partir do algoritmo de PLL multiplicado com a ação de controle da tensão de barramento CC. Desta forma, a amplitude da corrente injetada na rede de distribuição aumenta se a tensão de barramento aumentar e vice-versa, mantendo a tensão V_{CC} balanceada. Ressalta-se que além da malha de controle para conectar o conversor FC-FC na rede, há uma malha de controle da tensão dos capacitores flutuantes, proposta neste trabalho, e que atua de modo independente.

A. Método de Balanceamento da Tensão

A planta da tensão total do barramento CC representa o comportamento dinâmico de V_{CC} para uma variação na corrente direta drenada pelo conversor. O objetivo desta modelagem é realizar o grampeamento ativo desta tensão, para o controle do fluxo de potência entregue do arranjo fotovoltaico para a rede. Este modelo pode ser obtido através do balanço de potência ativa média do conversor. O circuito do conversor é reescrito de acordo com a Figura 7, de forma que o barramento observa uma corrente média equivalente de entrada e, assim, pode ser obtida a função de transferência que representa a dinâmica da variação do valor de tensão total de barramento pela variação da corrente direta drenada pelo conversor. A partir do circuito equivalente, é possível expressar a corrente média fornecida pelo barramento por

$$i_{CC} = V_{CC} \frac{sC_B}{sRSE_{CB} + 1}, \quad (24)$$

e a planta da tensão de barramento CC pela corrente de saída como

$$G_{V_{CC}}(s) = \eta \frac{V_{rpk}}{V_{CC}} \left(\frac{sRSE_{CB} + 1}{sC_B} \right), \quad (25)$$

onde V_{rpk} representa a tensão de pico da rede, C_B e RSE_{CB} a capacitância e a resistência série do capacitor do barramento CC e η o rendimento do conversor. Nota-se que a resistência

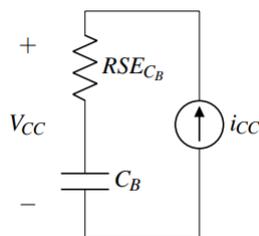


Fig. 7. Circuito equivalente para modelagem da planta de tensão total do barramento CC.

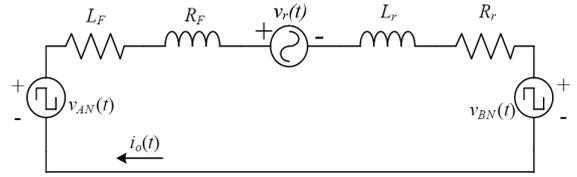


Fig. 8. Circuito equivalente para a modelagem da corrente de saída do conversor.

série da capacitância do barramento CC adiciona um zero na planta. Quanto maior a resistência RSE_{CB} , maior sua influência sobre o projeto de controle, pois, um zero de baixa frequência é inserido no sistema [11].

B. Modelagem da Planta de Corrente

A Figura 8 representa o circuito equivalente do conversor FC-FC para o estudo da dinâmica da corrente do indutor. O elemento L_F representa o valor da indutância do filtro de saída do conversor, R_F a resistência série do indutor, L_r e R_r a indutância e a resistência equivalente da rede elétrica, respectivamente. Através da análise de malha no circuito da Figura 8, obtém-se (26).

$$v_{AN}(t) - v_{BN}(t) = (L_F + L_r) \frac{di_o(t)}{dt} + (R_F + R_r)i_o(t) + v_r(t). \quad (26)$$

A planta da corrente de saída em função da razão cíclica é dada por (27), a qual está deduzida em [11].

$$G_{i_o} = \frac{i_o(s)}{d(s)} = \frac{V_{CC}}{s(L_r + L_F) + R_r + R_F} + v_r(s). \quad (27)$$

Nota-se que a tensão da rede entra como uma perturbação na planta de corrente e, considerando v_r perfeitamente senoidal e livre de harmônicas, é possível simplificar e suprimir a tensão da rede do modelo.

C. Projeto do Controlador Digital

Com a estratégia de controle definida, é possível projetar os controladores digitais responsáveis por controlar a injeção de potência ativa na rede. As especificações para o projeto estão dadas na Tabela II. Para o controlador de corrente é escolhido o controlador proporcional mais controladores ressonantes, pois deseja-se rastrear referências senoidais na frequência fundamental e alguns de seus múltiplos (harmônicas de ordem 3, 5, 7 e 9). Além dos controladores ressonantes, um polo em alta frequência é adicionado, garantindo que ocorra a atenuação de sinal de ruídos na prática.

A estrutura de controle é representada por (28), e os parâmetros utilizados no projeto são dados na Tabela III. Esses parâmetros incluem o ganho proporcional k_P , o ganho total do controlador k_{i_o} , o ganho de cada controlador ressonante k_{ih} , o polo de alta frequência p_{hf} , a frequência de corte das bandas laterais ω_{ch} e a frequência de corte de cada controlador ressonante ω_h .

$$C_{i_o} = \frac{k_{i_o}}{(1 + p_{hf}w)} \left(k_P + \sum_{h=1,3,5,7,9} \frac{k_{ih}w}{w^2 + \omega_{ch}w + \omega_h^2} \right). \quad (28)$$

TABELA III
Parâmetros do Controlador Ressonante da Malha de Corrente de Saída

Parâmetro	Valores por Harmônico				
	$(2\pi)60$	$(2\pi)180$	$(2\pi)300$	$(2\pi)420$	$(2\pi)540$
ω_{ch}	1,6	2,2	2,2	2,6	2,6
k_{ih}	3,5	1,1	0,75	0,45	0,25
k_{io}	165.790				
k_p	0,01012				
p_{hf}	$(2\pi)18.000$				

TABELA IV
Parâmetros dos Testes Experimentais

Parâmetro	Carga Resistiva	Rede de Distribuição
V_{CC} [V]	400	250
P_o [W]	3000	1350
V_{eficaz} [V]	220	127
$i_{o,max}$ [A]	19,5	15,5

Para o cálculo do controlador da malha de tensão do barramento CC total, considera-se que a malha interna de corrente tenha uma frequência de cruzamento por zero muito maior que a malha externa. Sendo assim, a malha interna responde muito mais rapidamente, simplificando o diagrama de blocos da malha de corrente por um ganho igual ao inverso do ganho do sensor de corrente. Nesta malha, o controlador de tensão total do barramento gera a amplitude do sinal de referência para o controlador da corrente de saída, fazendo com que o barramento absorva ou entregue energia para a rede, elevando ou reduzindo a tensão média do barramento de acordo com a potência fornecida pelo painel fotovoltaico. Para este projeto de controle optou-se por um controlador PI mais um polo de alta frequência para atenuar ruídos, conforme (29).

$$C_{v_{CC}} = \frac{k_{v_{CC}}(1 + z_{v_{CC}w})}{w(1 + p_{v_{CC}w})}. \quad (29)$$

Os parâmetros do controlador projetado são: $k_{v_{CC}} = 585,00$, $z_{v_{CC}} = 12,57$ e $p_{v_{CC}} = 6283,20$. O zero é posicionado em 2 Hz, o polo posicionado em 1 kHz, a frequência de cruzamento por zero projetada é de 6 Hz e a margem de fase de $71,3^\circ$.

V. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Para validar a análise apresentada neste artigo, implementou-se um protótipo para a obtenção de resultados experimentais. Na Figura 9 é apresentada uma foto da montagem experimental do protótipo em laboratório utilizando o Kit DSP TMS320F28335. Os testes experimentais são divididos em duas partes, inicialmente com o inversor operando com carga resistiva e, em sequência, conectado à rede elétrica de distribuição. Todos os parâmetros de teste utilizados são apresentados na Tabela IV, além dos já descritos nas Tabelas II e III.

O conversor operando como inversor em malha fechada, com carga resistiva e em condições nominais é mostrado na Figura 10. A malha de equilíbrio da tensão dos capacitores flutuantes faz com que V_{C1} e V_{C2} fiquem grampeadas nos valores de 201 V e 200 V, respectivamente. Na tensão de saída V_o , é possível verificar os 5 níveis do conversor bem definidos,

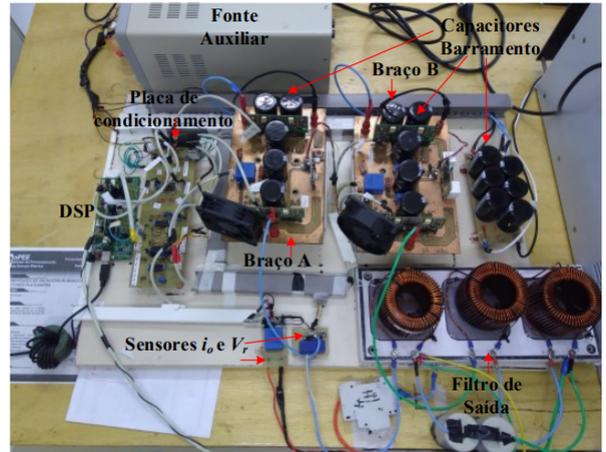


Fig. 9. Bancada de teste experimental do protótipo em laboratório.

resultando em uma corrente de saída (i_o) senoidal após o filtro L. Para validar na prática o controlador de tensão dos capacitores flutuantes, são realizados alguns testes alterando a referência de V_{C1} e V_{C2} , verificando a ação de controle e a dinâmica das tensões para alcançar os valores estabelecidos. A Figura 11 apresenta a resposta das tensões dos capacitores para um degrau de referência, alterada de 200 V para 145 V para o capacitor C_1 e, de 200 V para 230 V para o capacitor C_2 . A tensão do capacitor C_1 (amarelo) atinge uma tensão média de 146 V, e a tensão de C_2 (azul) estabelece equilíbrio com um valor médio de 229 V (erro menor que 1% para ambos os casos). No teste apresentado na Figura 12, a referência de V_{C1} é alterada de 145 V para 200 V, e a de V_{C2} de 230 V para 200 V. A ação dos controladores atua de maneira a equilibrar a tensão dos capacitores flutuantes nos seus valores nominais e, conforme esperado, a resposta dos controladores possui dinâmica lenta e comportamento de primeira ordem. A tensão dos capacitores C_1 e C_2 atingem um valor médio de 201 V e 200 V, respectivamente. Nota-se que há uma diferença na resposta dinâmica da tensão de ambos os capacitores na mudança de referência. Isso ocorre pois os degraus são diferentes, gerando ações de controle e respostas dinâmicas distintas em ambos os capacitores.

No último experimento realizado para validação dos controladores das tensões dos capacitores flutuantes, são alterados ambos os sinais de referências de V_{C1} e V_{C2} de 160 V para 200 V, com retorno para a referência de 160 V dez segundos depois. Os resultados obtidos são mostrados na Figura 13. A ação dos controladores faz com que as

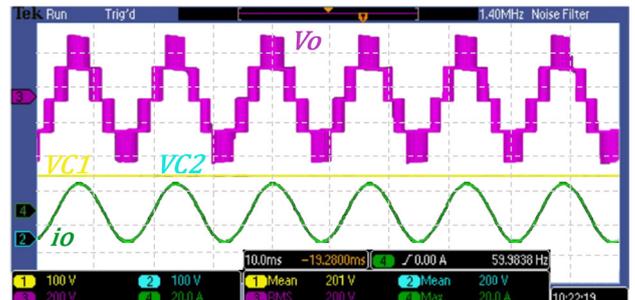


Fig. 10. Tensão de saída (V_o), tensão dos capacitores flutuantes (V_{C1} e V_{C2}) e corrente de saída (i_o) nos testes dos controladores de tensão dos capacitores flutuantes com carga resistiva.



Fig. 11. Tensão dos capacitores flutuantes (V_{C1} e V_{C2}) ao alterar a referência de V_{C1} de 200 V para 145 V e a referência de V_{C2} de 200 V para 230 V.

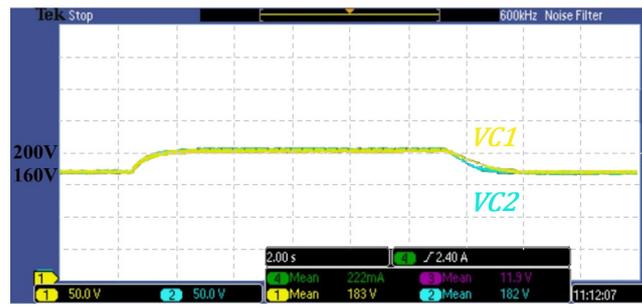


Fig. 13. Tensão dos capacitores flutuantes (V_{C1} e V_{C2}) ao alterar a referência de ambos de 160 V para 200 V e, após 10 s, retorno para a referência de 160 V.

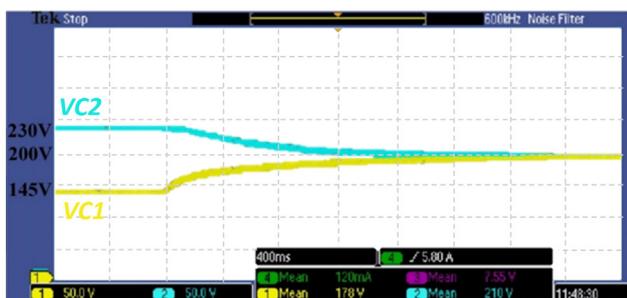


Fig. 12. Tensão dos capacitores flutuantes (V_{C1} e V_{C2}) ao alterar a referência de V_{C1} de 145 V para 200 V e a referência de V_{C2} de 230 V para 200 V.

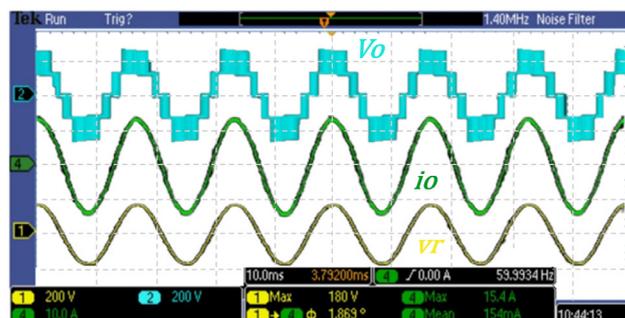


Fig. 14. Tensão de saída (V_o), tensão da rede (v_r) e a corrente de saída (i_o) com todos os controladores ativados e com o conversor conectado à rede de distribuição.

tensões dos capacitores C_1 e C_2 atinjam seus novos valores estabelecidos, mesmo alterando as referências múltiplas vezes. Pode ser observado que durante a transição da referência de 200 V para 160 V há um comportamento fora do esperado para a tensão de C_1 , possivelmente causado por um erro na aquisição de sinal do osciloscópio utilizado.

No segundo experimento é feita a conexão do conversor FC-FC na rede elétrica de distribuição. Este experimento é realizado com uma potência abaixo da nominal e com a tensão da rede em 127 V eficaz, devido as limitações de potência, corrente e da relação de transformação do transformador utilizado para isolamento. A Figura 14 mostra as formas de onda da tensão de saída do conversor (V_o), tensão da rede (v_r) e a corrente de saída (i_o). A corrente do inversor está praticamente em fase com a tensão da rede (defasagem de $2,00^\circ$), apresentando uma forma de onda senoidal com amplitude de 15,5 A. Nota-se que o controlador da corrente de saída consegue inibir as perturbações de v_r , evitando que as harmônicas presentes na tensão da rede prejudiquem a qualidade da corrente injetada pelo inversor.

A Tabela V mostra uma comparação dos resultados experimentais obtidos com os valores permitidos pela norma ABNT NBR 16149 [27], avaliando as amplitudes das harmônicas presentes em i_o , da distorção harmônica total (DHT) e do fator de potência (FP). Todos os parâmetros avaliados atendem a norma em vigência, comprovando a eficiência das malhas de controle projetadas.

O comportamento do controlador da tensão do barramento CC é avaliado analisando a sua resposta ao ocorrer variações na corrente fornecida pela fonte CC (i_{pv}). Na Figura 15 é mostrado o caso quando há um aumento da corrente média i_{pv} de 4,3 A para 6,6 A. Como a corrente consumida pelo

inversor não muda, há um aumento da corrente que circula pelos capacitores de barramento CC, o que faz com que a tensão V_{CC} suba. Para que a tensão do barramento se mantenha em 400 V, a ação de controle C_{vcc} aumenta a potência injetada na rede pelo conversor (mudando a amplitude de i_o de 10,1 A para 15,4 A). Desta forma, a tensão V_{CC} se mantém no seu valor de referência.

VI. CONCLUSÕES

Este artigo apresenta a modelagem e o controle das tensões dos capacitores flutuantes do inversor ponte completa FC-FC sintetizando cinco níveis de tensão, fazendo uso da modulação PS-PWM e de controladores digitais. As plantas para o projeto do sistema de controle foram obtidas através da modelagem CA de pequenos sinais, linearizando a operação do conversor em torno de um ponto quiescente em regime permanente.

O método proposto para o controle da tensão dos

TABELA V
Valores Comparativos entre os Parâmetros de Qualidade da Corrente Injetada na Rede e a Norma NBR16149

Parâmetro	Resultados Experimentais	Norma NBR16149
3° Harmônica	2,3180 %	4,00 %
5° Harmônica	0,6988 %	4,00 %
7° Harmônica	0,3275 %	4,00 %
9° Harmônica	0,1849 %	4,00 %
11° Harmônica	0,7202 %	2,00 %
13° Harmônica	1,2010 %	2,00 %
15° Harmônica	0,2489 %	2,00 %
17° Harmônica	0,5159 %	1,50 %
DHT	2,98 %	5,00 %
FP	0,9985	0,98

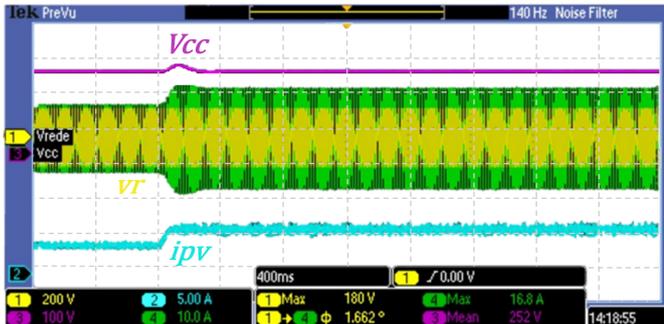


Fig. 15. Resposta da tensão do barramento C.C (V_{CC}) e da corrente de saída (i_o), após ocorrer um aumento na corrente média fornecida pelo painel (i_{pv}), com o conversor conectado à rede de distribuição.

capacitores flutuantes atua alterando a razão cíclica dos interruptores através da adição de sinais de controle. É incluída uma variável que indica o sentido da corrente de saída, o que torna mais eficiente o processo de carga e descarga dos capacitores. As vantagens dessa estratégia incluem a possibilidade de funcionamento para outras formas de modulação e para inversores FC de vários níveis. Além disso, os controladores atuam independentemente das malhas de controle da tensão do barramento CC e da corrente de saída do inversor. Ainda, essa técnica também pode ser desenvolvida usando controladores analógicos, o que facilita a implementação prática. Para comprovar a análise proposta, resultados experimentais foram obtidos através de um protótipo, operando com carga resistiva e conectado à rede elétrica de distribuição, onde constatou-se que o sistema permaneceu controlado frente a diversos degraus aplicados em diferentes testes.

AGRADECIMENTOS

Este trabalho foi parcialmente apoiado pela Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES) sob processo PROAP/AUXPE DS 1928/2023, Proc. 88881.898694/2023-01; e pelo Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico sob processo 309383/2022-6. Agradecimento especial a Universidade do Estado de Santa Catarina (UDESC) e a Fundação de Amparo a Inovação do Estado de Santa Catarina (FAPESC).

REFERÊNCIAS

[1] P. Panagis, F. Stergiopoulos, P. Marabeas, S. Manias, “Comparison of state of the art multilevel inverters”, in *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 4296–4301, Junho 2008, doi:10.1109/PESC.2008.4592633.

[2] J. Rodriguez, J.-S. Lai, F. Z. Peng, “Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 4, pp. 724–738, Agosto 2002, doi:10.1109/TIE.2002.801052.

[3] A. Poorfakhraei, M. Narimani, A. Emadi, “A Review of Multilevel Inverter Topologies in Electric Vehicles: Current Status and Future Trends”, *IEEE Open Journal of Power Electronics*, vol. 2, pp. 155–170, Março 2021, doi:10.1109/OJPEL.2021.3063550.

[4] S. De, D. Banerjee, K. Kumar, K. Gopakumar, R. Ramchand, C. Patel, “Multilevel inverters for low-power application”, *Power Electronics, IET*, vol. 4, pp. 384 – 392, Maio 2011, doi:10.1049/iet-pel.2010.0027.

[5] S. Busquets-Monge, J. Rocabert, P. Rodriguez, S. Alepuz, J. Bordonau, “Multilevel Diode-Clamped Converter for Photovoltaic Generators With Independent Voltage Control of Each Solar Array”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 7, pp. 2713–2723, Julho 2008, doi: 10.1109/TIE.2008.924011.

[6] S. J. de Mesquita, F. L. M. Antunes, S. Daher, “Inversor Multinível Assimétrico Bidirecional com 49 Níveis na Tensão de Saída Usando Apenas uma Fonte CC e com Poucas Chaves em Condução”, *Revista Eletrônica de Potência*, vol. 22, no. 1, pp. 40–49, Março 2017.

[7] L. M. Oliveira, L. F. Costa, D. S. Marins, S. Daher, F. L. M. Antunes, “Concepção de Inversor Multinível para Aplicações UPS”, *Revista Eletrônica de Potência*, vol. 19, no. 1, pp. 15–23, Fevereiro 2014.

[8] M. Calais, V. Agelidis, “Multilevel converters for single-phase grid connected photovoltaic systems—an overview”, in *IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE'98)*, vol. 1, pp. 224–229 vol.1, Julho 1998, doi:10.1109/ISIE.1998.707781.

[9] T. Meynard, H. Foch, “Multi-level conversion: high voltage choppers and voltage-source inverters”, in *PESC '92 Record. 23rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 397–403 vol.1, Junho 1992, doi:10.1109/PESC.1992.254717.

[10] A. L. Batschauer, *Inversor Multiníveis Híbrido Trifásico Baseado em Módulos Meia-Ponte*, tese de doutorado, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, Brasil, 2011.

[11] R. M. B. Moritz, *Estudo, Modelagem e Implementação de um Conversor Multinível Monofásico Flying Capacitor de Cinco Níveis Conectado a Rede de Distribuição*, dissertação de mestrado, Universidade do Estado de Santa Catarina, Centro de Ciências Tecnológicas, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Joinville, SC, 2018.

[12] M. Khazraei, H. Sepahvand, K. A. Corzine, M. Ferdowsi, “Active Capacitor Voltage Balancing in Single-Phase Flying-Capacitor Multilevel Power Converters”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 2, pp. 769–778, Fevereiro 2012, doi:10.1109/TIE.2011.2157290.

[13] V. Dargahi, A. Khoshkbar Sadigh, M. Abarzadeh, M. R. A. Pahlavani, A. Shoulaie, “Flying Capacitors Reduction in an Improved Double Flying Capacitor Multicell Converter Controlled by a Modified Modulation Method”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 9, pp. 3875–3887, Setembro 2012, doi:10.1109/TPEL.2012.2188647.

[14] R. H. Wilkinson, T. A. Meynard, H. du Toit Mouton, “Natural Balance of Multicell Converters: The General Case”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 21, no. 6, pp. 1658–1666, Novembro 2006, doi: 10.1109/TPEL.2006.882951.

- [15] A. Shukla, A. Ghosh, A. Joshi, “Static shunt and series compensations of an SMIB system using flying capacitor multilevel inverter”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 20, no. 4, pp. 2613–2622, Outubro 2005, doi:10.1109/TPWRD.2005.855433.
- [16] L. Zhang, S. Watkins, “Capacitor voltage balancing in multilevel flying capacitor inverters by rule-based switching pattern selection”, *IET Electric Power Applications*, vol. 1, no. 3, pp. 339–347, Junho 2007.
- [17] F. Salinas, M. A. González, M. F. Escalante, “Voltage balancing scheme for flying capacitor multilevel converters”, *IET Power Electronics*, vol. 6, no. 5, pp. 835–842, Maio 2013.
- [18] G. A. Saccol, J. C. Giacomini, A. L. Batschauer, C. Rech, “Comprehensive Analysis of Single-Phase Full-Bridge Asymmetrical Flying Capacitor Inverters”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 55, no. 2, pp. 1775–1786, Março-Abril 2019, doi:10.1109/TIA.2018.2883549.
- [19] M. M. da Silva, A. Toebe, H. Pinheiro, “Modulação Descontínua para Conversor de Capacitor Flutuante com Controle de Tensão dos Capacitores”, *Revista Eletrônica de Potência*, vol. 23, no. 4, pp. 414–423, Outubro–Dezembro 2018.
- [20] A. M. Ghias, J. Pou, M. Ciobotaru, V. G. Agelidis, “Voltage balancing method for the multilevel flying capacitor converter using phase-shifted PWM”, in *IEEE International Conference on Power and Energy (PECon)*, pp. 274–279, Dezembro 2012, doi:10.1109/PECon.2012.6450221.
- [21] M. Khazraei, H. Sepahvand, K. A. Corzine, M. Ferdowsi, “Active Capacitor Voltage Balancing in Single-Phase Flying-Capacitor Multilevel Power Converters”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 2, pp. 769–778, Fevereiro 2012, doi:10.1109/TIE.2011.2157290.
- [22] A. Khoshkbar-Sadigh, V. Dargahi, R. R. Khorasani, K. A. Corzine, E. Babaei, “Simple Active Capacitor Voltage Balancing Method Without Cost Function Optimization for Seven-Level Full-Bridge Flying-Capacitor-Multicell Inverters”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 57, no. 2, pp. 1629–1643, Março-Abril 2021, doi:10.1109/TIA.2021.3052155.
- [23] G. Kampitsis, E. I. Batzelis, A. Kolokasis, E. Matioli, B. C. Pal, “A Generalized Phase-Shift PWM Extension for Improved Natural and Active Balancing of Flying Capacitor Multilevel Inverters”, *IEEE Open Journal of Power Electronics*, vol. 3, pp. 621–634, Setembro 2022, doi:10.1109/OJPEL.2022.3209540.
- [24] S. A. Saleh, “Maximum Resolution Based Method for Balancing Capacitor Voltages in 7-Level Single Phase Flying-Capacitor Wavelet Modulated Inverters”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 59, no. 4, pp. 5019–5031, Julho-Agosto 2023, doi:10.1109/TIA.2023.3258425.
- [25] W. Ge, J. Zeng, J. Zhao, J. Liu, “Self-Balanced Nine-Level Flying Capacitor Inverter With Double-Period Level-Shifted Control”, *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 11, no. 4, pp. 4255–4269, Agosto 2023, doi:10.1109/JESTPE.2023.3267818.
- [26] J. Ebrahimi, S. Shahnooshi, S. Eren, H. Karshenas, A. Bakhshai, “Optimized Switching Frequency Voltage Balancing Schemes for Flying Capacitor Based Multilevel Converters”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 70, no. 11, pp. 10775–10788, Novembro 2023, doi:10.1109/TIE.2022.3227263.
- [27] *Sistemas fotovoltaicos (FV) – Características da interface de conexão com a rede elétrica de distribuição*, NBR 16149, 2013.

DADOS BIOGRÁFICOS

Rodrigo Mauro Bauer Moritz possui graduação em Engenharia Elétrica pela Universidade do Estado de Santa Catarina (2015). Obteve o Título de mestre em Engenharia Elétrica pela Universidade do Estado de Santa Catarina em 2018. Trabalha como Engenheiro de Desenvolvimento de Hardware na WEG Automação, no departamento de desenvolvimento de nobreaks (2019 até o momento). Suas principais linhas de interesse são conversores multiníveis, controle de paralelismo de nobreaks modulares, conversores para correção do fator de potência e desenvolvimento de hardware buscando maximizar a relação potência/volume.

Alessandro Luiz Batschauer possui graduação (1999), mestrado (2002) e doutorado (2011) em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina. Desde 2003 é professor efetivo da Universidade do Estado de Santa Catarina e integrante do Núcleo de Processamento de Energia Elétrica – nPEE. Em 2004 foi um dos sócios fundadores da Empresa SUPPLIER onde atua como Diretor. Na UDESC, foi Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, participou do Conselho de Administração e do Conselho Universitário. Atua no Conselho Técnico e como Pesquisador Associado no Instituto Nacional de Ciência e Tecnologia em Geração Distribuída de Energia Elétrica (INCT-GD). Tem experiência na área de Engenharia Elétrica, com ênfase em Eletrônica de Potência e Controle de Conversores, atuando principalmente nos seguintes temas: CFP, comutação suave, filtros ativos e inversores multiníveis. Prof. Alessandro Batschauer atualmente é membro e revisor de artigos da Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência (Sobraep), da IEEE-PELS e IEEE-IES.

Maurício Corrêa da Silva possui graduação (2022) em Engenharia Elétrica pela Universidade do Estado de Santa Catarina. Atualmente cursa mestrado acadêmico na mesma instituição e é integrante do Núcleo de Processamento de Energia Elétrica – nPEE. Seus interesses na área de Eletrônica de Potência incluem modelagem e controle de conversores, carregadores de baterias para veículos elétricos e inversores multiníveis.