

SISTEMA DE CONTROLE MULTI-MALHAS PARA INVERSOR MULTINÍVEIS *QUASI-Z-SOURCE* COM UMA ÚNICA FONTE DE ENTRADA

Ronaldo A. Guisso¹, Tadeu Vargas², Mário L. S. Martins¹, Hélio L. Hey¹

¹Universidade Federal de Santa Maria – UFSM/PPGEE, Santa Maria – RS, Brasil

²Universidade Regional Integrada do Alto Uruguai e das Missões (URI), Frederico Westphalen – RS, Brasil
e-mail: ronaldo.guisso@gmail.com, heliohey@ufsm.br, mariolsm@gmail.com

Resumo – Uma estratégia de controle baseada na estrutura de malhas em cascata e controladores Proporcional-Integral (PI) e Proporcional-Ressonante (PR) é proposta e apresentada para o inversor *Quasi-Z-Source* em Cascata com uma Única Entrada (SS *qZS-CMI*). Este inversor serve como interface para um arranjo fotovoltaico (FV) com um pequeno número de painéis conectados em série. A estratégia de controle proposta permite a injeção de corrente na rede monofásica com alta qualidade, proporcionando o equilíbrio das tensões dos barramentos de cada módulo inversor e o rastreamento do ponto de máxima potência do arranjo. Resultados experimentais de um protótipo de um inversor SS *qZS-CMI* com cinco níveis comprovam o desempenho do sistema e os benefícios do emprego desta topologia em relação a outros inversores multiníveis.

Palavras-chave – Controle de malhas em cascata, Conversor CC-CA, Filtro LCL, Inversor multinível em cascata (CMI), Inversor *quasi-Z-source* (*qZSI*), Sistema de potência fotovoltaica.

MULTI-LOOP CONTROL SYSTEM FOR A SINGLE SOURCE INPUT *QUASI-Z-SOURCE* MULTI-LEVEL INVERTER

Abstract – A control strategy based upon cascaded loops structure and Proportional-Integral (PI) and Proportional-Resonant (PR) controllers is proposed and presented for the cascaded *Quasi-Z-Source* inverter with a single source (SS *qZS-CMI*) input. This inverter interfaces a small PV string with the single-phase grid. The proposed control strategy enables high quality current injection into the single-phase grid in addition with the voltage balance of the DC buses of each inverter module and maximum power point tracking of the array. Experimental results of a 5-level SS *qZS-CMI* inverter prototype demonstrate the system's performance and the benefits of employing this topology in comparison with others cascaded inverters.

Keywords – Cascade loop controller, Cascade multilevel inverter (CMI), DC-AC converter, LCL filter, Photovoltaic (PV) power system, *Quasi-Z-source* inverter (*qZSI*).

Artigo submetido em 07/11/2018. Primeira revisão em 22/12/2018. Aceito para publicação em 07/04/2019 por recomendação do Editor Marcello Mezaroba. <http://dx.doi.org/10.18618/REP.2019.2.0049>

I. INTRODUÇÃO

Recentemente, inversores multiníveis *Z-source* e *quasi-Z-source* (*qZS*) têm sido propostos e analisados [1], [2]. Os mesmos associam as vantagens dos inversores multiníveis conectados em cascata (*CMI*s) com o ganho de tensão proporcionado pelas topologias de fonte Z. Com isto pode-se conseguir formas de onda de tensão de saída de alta qualidade com menor distorção harmônica e uma redução dos requisitos do filtro de saída, redução dos esforços de tensão dos semicondutores e menores perdas em chaveamento, além de se conseguir operar com um número menor de painéis no arranjo FV se comparado a inversores ponte-H [3] e Ponto Neutro Grampeado (*Neutral Point Clamped - NPC*) [4]. Outra vantagem importante é o controle independente da tensão do barramento de cada módulo do inversor em cascata, permitindo o seu ajuste preciso para assegurar a distribuição de potência entre os módulos, mesmo sob condições de irradiação e temperatura distintas em cada um dos arranjos [5]. Finalmente, o controle do rastreamento do ponto de máxima potência (*Maximum Power Point Tracking - MPPT*) independente, somente é possível sem comprometer a regulação dos barramentos, devido à existência da moduladora do estado de curto-circuito da ponte (*shoot-through*) [1].

Para se usufruir dos benefícios dos conversores em cascata é necessário o emprego de mais de um arranjo FV. Cada arranjo funciona como uma fonte independente e isolada galvanicamente das demais. Entretanto, em muitos países os painéis FVs e as carcaças metálicas do inversor devem ser interconectados e aterrados a um eletrodo de aterramento (aterramento da carcaça) NEC690.41-64 [6]. Em certos casos, o potencial negativo do conversor deve estar eletricamente ligado ao terminal de aterramento (aterramento do sistema).

Uma alternativa para atender os requisitos de aterramento e alcançar as vantagens das topologias multiníveis, torna necessário o emprego de isolamento galvânica em alta frequência. Esta isolamento pode ser feita com a inclusão de um estágio CC-CC isolado [7], com o uso de um conversor *Z-source* com isolamento a partir de transformador localizado após a ponte-H [8], ou ainda a partir dos elementos armazenadores de energia por meio do acoplamento de enrolamento secundário aos indutores da fonte Z [9]. Contudo, em alguns casos esta solução requer o uso de um interruptor junto ao circuito primário. Em [10], foi proposto uma combinação da transferência por indutores acoplados e transformadores para conversores com saída em corrente CC.

A topologia proposta em [11] faz uso de um conversor em cascata onde o módulo principal é responsável por extrair a potência do arranjo FV e transferir para o módulo secundário

por meio de um indutor acoplado, o que evita a necessidade do uso de arranjos FV individuais em cada módulo em cascata e ainda evita o uso de um estágio de isolamento adicional.

Este conversor [11] fornece o *MPPT* para o único arranjo FV e regula a tensão do barramento CC para cada célula em ponte-H. Também pode compartilhar potência ativa entre as pontes-H por meio da transferência de potência através de um transformador/indutor acoplado. Esta característica permite uma melhor utilização dos componentes da ponte-H, como os indutores e os capacitores do barramento CC, assim como os dispositivos semicondutores.

Contudo, para se obter as vantagens mencionadas acima se faz necessário desenvolver e projetar um sistema de controle que incorpore malhas para regulação da tensão de entrada do arranjo FV, do controle das tensões dos barramentos e da corrente injetada na rede.

Na literatura uma estrutura de controle para regulação da tensão de barramento por meio da razão-cíclica do intervalo de curto-circuito de braço (*Shoot-Through - ST*) foi apresentada em [12]. Esta estrutura implementa um controlador em cascata com uma malha interna para regulação da corrente através do indutor (L_2), e uma malha externa para regulação da tensão do barramento CC, que é controlada pela corrente no referido indutor. Para assegurar a operação do algoritmo de *MPPT*, a regulação da tensão de entrada (V_{in}) pode ser feita com uma estrutura de controle semelhante àquela proposta em [13]–[15], onde uma malha interna controla a corrente injetada na rede, enquanto que uma malha externa regula a tensão do arranjo FV. Neste caso, a tensão do arranjo FV possui a mesma dinâmica que a corrente através do indutor (L_1), uma vez que não há capacitor em paralelo com o arranjo FV. Contudo, o arranjo está sujeito a grandes variações de tensão, o que pode prejudicar a quantidade de potência entregue pelo mesmo. Além disto, a variação da resistência série equivalente (RSE) do arranjo FV dependerá de suas características de temperatura e irradiação, o que pode ocasionar em erros na regulação da tensão de entrada, caso o valor de RSE não seja atualizado periodicamente.

Uma estrutura alternativa é proposta em [16], onde o controle para regulação do valor da tensão do arranjo FV é feita por meio da razão-cíclica do intervalo de *ST*. A regulação do valor da tensão de barramento é feita em uma estrutura de controle em cascata, sendo a malha interna usada para regular a corrente através do indutor (L_f), enquanto que a sua referência é obtida pela saída do controlador da malha externa de tensão. Contudo, o capacitor de entrada não é incluído nesta modelagem, o que faz com que o arranjo FV sofra uma ondulação de tensão muito grande.

No presente trabalho, uma estrutura de controle para regulação do valor da tensão do arranjo FV é feita por meio da variável do *ST*, onde é inserido um capacitor em paralelo com o arranjo FV, modelando assim através do circuito equivalente de Nórton, desprezando as incertezas associadas a RSE. Já o intervalo de *ST* da ponte-H *qZS* auxiliar é utilizado para controlar a tensão do barramento CC. Para regulação do valor da tensão de barramento da célula principal, é utilizada uma estrutura de controle em cascata, sendo a malha interna usada para regular a corrente na rede (i_{rede}) através do índice de modulação (m) do inversor, enquanto que a sua referência é

obtida pela saída do controlador da malha externa de tensão. O projeto dos controladores é apresentado em detalhes e seu desempenho é avaliado. Resultados experimentais são abordados. O artigo está organizado como segue. Em um primeiro momento será demonstrada a modelagem dinâmica do circuito do lado CC do *qZSI*, na sequência é apresentada a estratégia de controle de dois estágios para o conversor, e por fim são trazidos os resultados experimentais obtidos e as conclusões.

II. MODELAGEM DINÂMICA DO CIRCUITO DO LADO CC DO *QUASI-Z-SOURCE*

Ao implementar uma estratégia de controle de dois estágios, como demonstrado no decorrer do presente trabalho, o controle do lado CC e do lado CA são desacoplados. A Figura 1 apresenta o circuito do Inversor Multinível Cascata Quase Fonte Z com Fonte CC Única (*Single Source Quasi-Z-Source Cascaded Multilevel Inverter - SS qZS-CMI*), o qual foi proposto por [11]. Nesta seção é realizada a modelagem dinâmica do lado CC e CA desta topologia.

A. Modelo de Pequenos Sinais do Circuito do Lado CC do *Quasi-Z-Source*

Para uma análise geral, a corrente de entrada (i_{in}) é escolhida como a entrada da planta para o sistema de controle. Para a modelagem no lado CC, a ponte-H é representada por um único interruptor que conduz durante o intervalo de curto-circuito, e o filtro com a rede no lado CA são representados por uma fonte de corrente cuja magnitude corresponde ao valor eficaz da corrente injetada na rede [17]. Quando o *qZSI* está operando no estado de curto-circuito de braço (*ST*), ou seja, quando o conversor está realizando a magnetização dos indutores L_1 e L_2 , os quatro interruptores da ponte-H ficam fechados, esta etapa é representada através da análise do circuito equivalente (Figura 2.a) com o interruptor fechado. Quando o conversor não está operando no estado de curto-circuito de braço (*No Shoot-Through - NST*), o interruptor do circuito equivalente (Figura 2.b) se encontra aberto. Neste intervalo ocorre a transferência de potência do inversor para

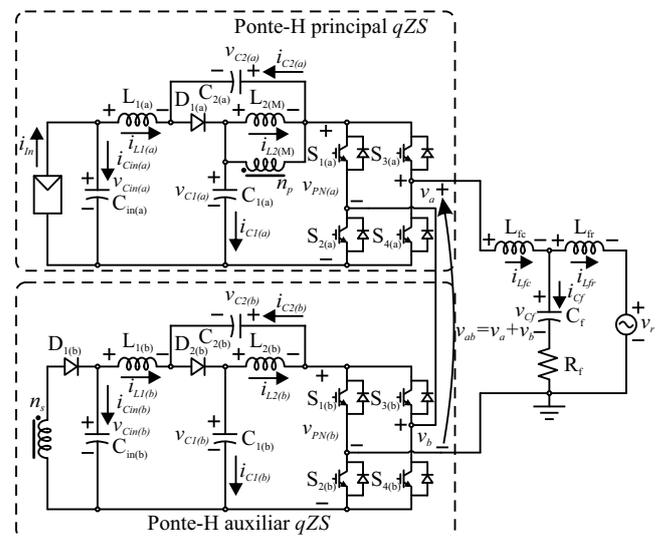


Fig. 1. Topologia proposta do *SS qZS-CMI* em uma aplicação fotovoltaica conectado à rede através de um filtro *LCL*.

a rede.

Os estados de zero são desprezados pois sua duração é muito pequena se comparada aos outros intervalos [1].

Para modelar o comportamento do circuito equivalente da Figura 2, são escolhidas cinco variáveis de estado, que são: as correntes através dos dois indutores (i_{L1}) e (i_{L2}), e as tensões através dos capacitores (v_{Cin}), (v_{C1}) e (v_{C2}). A corrente drenada do barramento CC (i_{PN}) é modelada como distúrbio (entrada da planta). Para simplificação, assume-se que ($C = C_1 = C_2$), e que ($L = L_1 = L_2$), as resistências série aos indutores ($r = r_1 = r_2$), e as resistências série equivalentes dos capacitores ($R = R_1 = R_2$). A duração do intervalo de ST é definida como T_0 , e a duração do intervalo de NST é definida por T_1 . O período de chaveamento corresponde a soma destes intervalos, $T_S = T_0 + T_1$. Ainda pode-se definir a razão-cíclica do conversor $qZSI$ como sendo $D_0 = T_0/T_S$.

O circuito equivalente para o estado de ST é mostrado na Figura 2.a. Neste intervalo, os capacitores transferem parte de sua energia para os indutores, de modo que os indutores são magnetizados [1]. A duração desta etapa é definida como D_0T_S , que corresponde a razão cíclica do ST . Para esta etapa, a tensão através dos indutores L_1 e L_2 , e a corrente nos capacitores C_1 , C_2 e C_{in} são dadas por

$$L_1 \frac{di_{L1}(t)}{dt} = -(r+R)i_{L1}(t) + v_{C2}(t) + v_{Cin}(t), \quad (1)$$

$$L_2 \frac{di_{L2}(t)}{dt} = -(r+R)i_{L2}(t) + v_{C1}(t), \quad (2)$$

$$C_1 \frac{dv_{C1}(t)}{dt} = -i_{L2}(t), \quad (3)$$

$$C_2 \frac{dv_{C2}(t)}{dt} = -i_{L1}(t), \quad (4)$$

$$C_{in} \frac{dv_{Cin}(t)}{dt} = -i_{L1}(t) - \frac{v_{Cin}(t)}{R_{in}} + i_{In}(t). \quad (5)$$

As variáveis de estado da planta são as correntes nos indutores $i_{L1}(t)$ e $i_{L2}(t)$ e as tensões nos capacitores $v_{C1}(t)$, $v_{C2}(t)$ e $v_{Cin}(t)$. Portanto, o vetor de estados $x(t)$ é definido da seguinte forma,

$$\mathbf{x}(t) = [i_{L1}(t) \quad i_{L2}(t) \quad v_{C1}(t) \quad v_{C2}(t) \quad v_{Cin}(t)]^T. \quad (6)$$

As variáveis do vetor de entrada da planta ($u(t)$) são as correntes do arranjo FV (i_{In}) e a corrente de saída CC (i_{PN}). Sendo assim, o vetor de entrada é definido como,

$$\mathbf{u}(t) = [i_{PN}(t) \quad i_{In}(t)]^T. \quad (7)$$

As variáveis de saída da planta são os próprios estados, portanto,

$$\mathbf{y}(t) = [i_{L1}(t) \quad i_{L2}(t) \quad v_{C1}(t) \quad v_{C2}(t) \quad v_{Cin}(t)]^T. \quad (8)$$

As equações de (1) a (5) podem ser reescritas na forma de um sistema de equações que é demonstrado na forma matricial em (9)

$$\frac{d\mathbf{x}(t)}{dt} = \mathbf{A}_1\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_1\mathbf{u}(t), \quad \mathbf{y}(t) = \mathbf{C}_1\mathbf{x}(t) + \mathbf{E}_1\mathbf{u}(t), \quad (9)$$

onde

$$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} -\frac{r+R}{L} & 0 & 0 & \frac{1}{L} & \frac{1}{L} \\ 0 & -\frac{r+R}{L} & \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C} & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{C} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{C_{in}} & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{R_{in}C_{in}} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & C_{in}^{-1} \end{bmatrix}^T,$$

$$\mathbf{C}_1 = \mathbf{C}_2 = [I]_{5 \times 5},$$

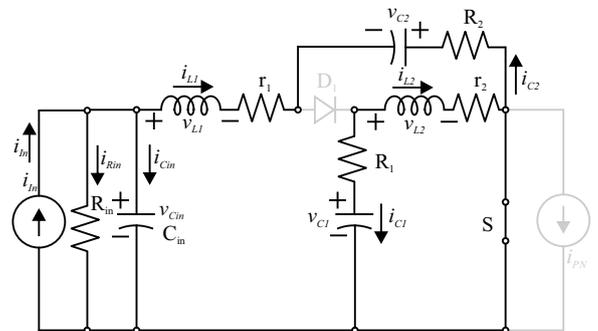
$$\mathbf{E}_1 = \mathbf{E}_2 = [0]_{5 \times 2}.$$

A operação do conversor durante a etapa de NST é apresentada na Figura 2.b. É o instante de tempo onde a fonte de corrente (i_{In}) e os indutores L_1 e L_2 transferem energia para a carga dos capacitores C_1 e C_2 . A duração desta etapa é definida como $(1 - D_0)T_S$. Onde a tensão através dos indutores L_1 e L_2 , e a corrente nos capacitores C_1 , C_2 e C_{in} são dadas por

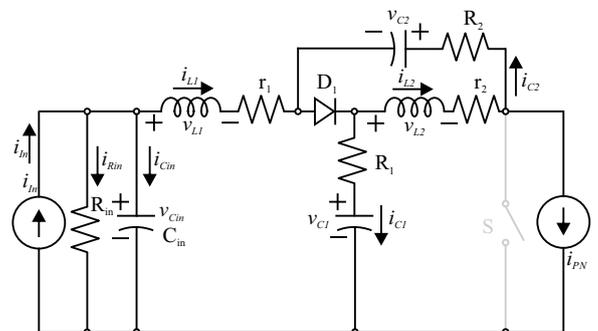
$$L_1 \frac{di_{L1}(t)}{dt} = \alpha i_{L1}(t) + Ri_{PN}(t) - v_{C1}(t) + v_{Cin}(t), \quad (10)$$

$$L_2 \frac{di_{L2}(t)}{dt} = -(r+R)i_{L2}(t) + Ri_{PN}(t) - v_{C2}(t), \quad (11)$$

$$C_1 \frac{dv_{C1}(t)}{dt} = i_{L1}(t) - i_{PN}(t), \quad (12)$$



(a)



(b)

Fig. 2. Circuito equivalente da rede do $qZSI$ no lado CC. (a) Estado de *shoot-through*. (b) Estado de não *shoot-through*.

$$C_2 \frac{dv_{C2}(t)}{dt} = i_{L2}(t) - i_{PN}(t), \quad (13)$$

$$C_{in} \frac{dv_{Cin}(t)}{dt} = -i_{L1}(t) - \frac{v_{Cin}(t)}{R_{in}} + i_{In}(t), \quad (14)$$

onde $\alpha = -(r+R)$.

De forma análoga, as equações de (10) a (14) podem ser reescritas na forma de um sistema de equações que é representado na forma matricial em (15)

$$\frac{d\mathbf{x}(t)}{dt} = \mathbf{A}_2\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_2\mathbf{u}(t), \quad \mathbf{y}(t) = \mathbf{C}_2\mathbf{x}(t) + \mathbf{E}_2\mathbf{u}(t), \quad (15)$$

onde

$$\mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} -\frac{r+R}{L} & 0 & -\frac{1}{L} & 0 & \frac{1}{L} \\ 0 & -\frac{r+R}{L} & 0 & -\frac{1}{L} & 0 \\ \frac{1}{C} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C} & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{C_{in}} & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{R_{in}C_{in}} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} RL^{-1} & RL^{-1} & -C^{-1} & -C^{-1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & C_{in}^{-1} \end{bmatrix}^T.$$

O valor médio, ou ponto de operação do circuito equivalente é obtido ponderando-se as matrizes do sistema pelos intervalos D_0 e $(1-D_0)$, conforme (16).

$$\mathbf{X} = -\mathbf{A}^{-1}\mathbf{B}\mathbf{U}, \quad \mathbf{Y} = (-\mathbf{C}\mathbf{A}^{-1}\mathbf{B} + \mathbf{E})\mathbf{U}. \quad (16)$$

onde

$$\begin{aligned} \mathbf{A} &= D_0\mathbf{A}_1 + (1-D_0)\mathbf{A}_2, \\ \mathbf{B} &= D_0\mathbf{B}_1 + (1-D_0)\mathbf{B}_2, \\ \mathbf{C} &= D_0\mathbf{C}_1 + (1-D_0)\mathbf{C}_2, \\ \mathbf{E} &= D_0\mathbf{E}_1 + (1-D_0)\mathbf{E}_2. \end{aligned} \quad (17)$$

As equações de estado do modelo linear de pequenos sinais são apresentadas em (18), onde têm-se que $\hat{\mathbf{u}}_p(t) = [\hat{i}_{PN}(t) \ \hat{i}_{In}(t)]^T$. Deve-se chamar a atenção para o fato de que $\hat{i}_{PN}(t)$ e $\hat{i}_{In}(t)$ são pequenas variações no vetor de entrada, e $\hat{\mathbf{x}}(t)$ e $\hat{\mathbf{y}}(t)$ são resultados destas. Para obter o modelo linear (18), assume-se que as perturbações são muito menores que os valores em regime permanente, $\|I_{PN}\| \gg \|\hat{i}_{PN}(t)\|$, $\|I_{In}\| \gg \|\hat{i}_{In}(t)\|$, $\|\mathbf{X}\| \gg \|\hat{\mathbf{x}}(t)\|$, e $\|\mathbf{Y}\| \gg \|\hat{\mathbf{y}}(t)\|$ [1], portanto

$$\begin{aligned} \frac{d\hat{\mathbf{x}}(t)}{dt} &= \mathbf{A}_p\hat{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{B}_p\hat{\mathbf{u}}_p(t), \\ \hat{\mathbf{y}}(t) &= \mathbf{C}_p\hat{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{E}_p\hat{\mathbf{u}}_p(t), \end{aligned} \quad (18)$$

onde

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_p &= \mathbf{A}, \\ \mathbf{B}_p &= [\mathbf{B} \quad (\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2)\mathbf{X} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2)\mathbf{U}], \\ \mathbf{C}_p &= \mathbf{C}, \\ \mathbf{E}_p &= [\mathbf{E} \quad (\mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2)\mathbf{X} + (\mathbf{E}_1 - \mathbf{E}_2)\mathbf{U}]. \end{aligned} \quad (19)$$

Sendo as matrizes \mathbf{A}_p , \mathbf{B}_p , \mathbf{C}_p e \mathbf{E}_p definidas por

$$\mathbf{A}_p = \begin{bmatrix} -\frac{R+r}{L} & 0 & \frac{D_0-1}{L} & \frac{D_0}{L} & \frac{1}{L} \\ 0 & -\frac{R+r}{L} & \frac{D_0}{L} & \frac{D_0-1}{L} & 0 \\ -\frac{D_0-1}{C} & -\frac{D_0}{C} & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{D_0}{C} & -\frac{D_0-1}{C} & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{C_{in}} & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{R_{in}C_{in}} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{B}_p = \begin{bmatrix} -R(D_0-1)L^{-1} & 0 & B_{px} \\ -R(D_0-1)L^{-1} & 0 & B_{px} \\ (D_0-1)C^{-1} & 0 & I_{PN}(C(2D_0-1))^{-1} \\ (D_0-1)C^{-1} & 0 & I_{PN}(C(2D_0-1))^{-1} \\ 0 & \frac{1}{C_{in}} & 0 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{C}_p = [I]_{5 \times 5},$$

$$\mathbf{E}_p = [0]_{5 \times 3},$$

onde

$$B_{px} = \frac{I_{PN}[R+(2r+R_{in})(1-D_0)] + I_{In}R_{in}(2D_0-1)}{-L(2D_0-1)^2}. \quad (20)$$

As funções de transferência do circuito do lado CC do $qZSI$ são encontradas através do uso da transformada de Laplace em (18), que resulta em

$$\hat{\mathbf{y}}(s) = \mathbf{C}_p(s\mathbf{I}_{5 \times 5} - \mathbf{A}_p)^{-1}\mathbf{B}_p\hat{\mathbf{u}}_p(s). \quad (21)$$

Adicionalmente, (21) pode ser convertido em (22). Assumindo-se que uma das entradas é perturbada e as demais são consideradas distúrbios, pode-se obter as funções de transferência a partir das variáveis de estado restantes [1], obtendo

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_{In}(s) \\ \hat{i}_{PN}(s) \\ \hat{d}_0(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{i_{In}}^{vC}(s) & G_{i_{In}}^{iL}(s) & G_{i_{In}}^{vCin}(s) \\ G_{i_{PN}}^{vC}(s) & G_{i_{PN}}^{iL}(s) & G_{i_{PN}}^{vCin}(s) \\ G_{d_0}^{vC}(s) & G_{d_0}^{iL}(s) & G_{d_0}^{vCin}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}_C(s) \\ \hat{i}_L(s) \\ \hat{v}_{Cin}(s) \end{bmatrix}. \quad (22)$$

O diagrama de blocos que representa o modelo de pequenos sinais da planta no domínio da frequência é representada na Figura 3. As funções de transferência (FT) que relacionam v_{Cin} por d_0 ($G_{d_0}^{vCin}(s)$), v_C por i_{PN} ($G_{i_{PN}}^{vC}(s)$) e v_C por d_0 ($G_{d_0}^{vC}(s)$), são definidas respectivamente por (23), (24) e (25),

$$G_{d_0}^{vCin}(s) = \frac{-C(V_{C1} + V_{C2})s + (I^* - 2D_0I^*)}{s(C_{in}CLs^2 + 4C_{in}(D_0 - 0,5)^2)}, \quad (23)$$

$$G_{i_{PN}}^{vC}(s) = \frac{-L(1-D_0)s}{CLs^2 + (D_0 - 0,5)^2}, \quad (24)$$

$$G_{d_0}^{vC}(s) = \frac{I^*Ls + [V_{C1}(1-2D_0) + V_{C2}(1-2D_0)]}{CLs^2 + (D_0 - 0,5)^2}, \quad (25)$$

onde $I^* = I_{PN} - I_{L1} - I_{L2}$.

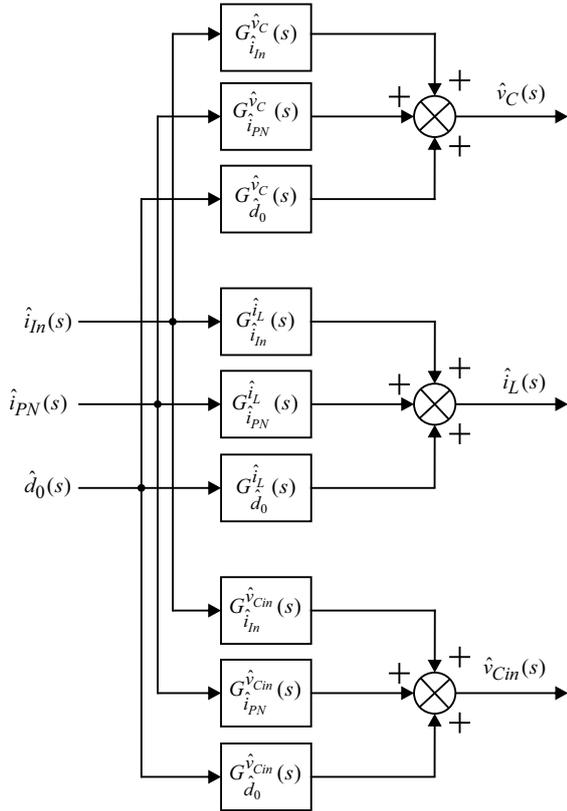


Fig. 3. Modelo de pequenos sinais das múltiplas entradas e das múltiplas saídas do circuito do *qZS*.

B. Modelo de Pequenos Sinais para o Lado CA do Inversor

A Figura 4 mostra o modelo do lado CA do *SS qZS-CMI* monofásico conectado à rede utilizando um filtro *LCL*. Onde os capacitores e os indutores do barramento CC em conjunto com os semicondutores foram substituídos pela fonte de tensão v_{ab} . A tensão v_{ab} possui uma forma de onda do tipo cinco níveis ($2v_{PN}$, v_{PN} , 0 , $-v_{PN}$, $-2v_{PN}$), de acordo com os estados de condução dos interruptores. Neste caso, o modelo dinâmico obtido diretamente do circuito da Figura 4 é o próprio modelo médio do conversor, ao considerar-se o valor médio de v_{ab} em um período de comutação. A modelagem do circuito é realizada considerando os seguintes estados do sistema: as correntes no indutor do lado da rede (i_{Lfr}), e no indutor do lado do conversor (i_{Lfc}), além da tensão no capacitor (v_{Cf}).

Já as entradas do sistema são a razão cíclica das chaves *PWM* (m) e a tensão da rede (v_r), sendo que a mesma pode ser considerada um distúrbio para o sistema [18]. Assumindo que uma das duas entradas se comporte como uma perturbação, pode-se obter as funções de transferência a partir da variável de estado de acordo com [19]. Portanto,

$$\begin{bmatrix} \hat{m}(s) \\ \hat{v}_r(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_m^{i_{Lfc}}(s) & G_m^{i_{Lfr}}(s) & G_m^{v_{Cf}}(s) \\ G_{v_r}^{i_{Lfc}}(s) & G_{v_r}^{i_{Lfr}}(s) & G_{v_r}^{v_{Cf}}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{Lfc}(s) \\ \hat{i}_{Lfr}(s) \\ \hat{v}_{Cf}(s) \end{bmatrix}. \quad (26)$$

O diagrama de blocos que representa o modelo de pequenos sinais da planta no domínio da frequência é ilustrado na Figura 5. A função de transferência (FT) que relaciona o índice de modulação com a corrente injetada na rede $G_m^{i_{Lfr}}(s)$,

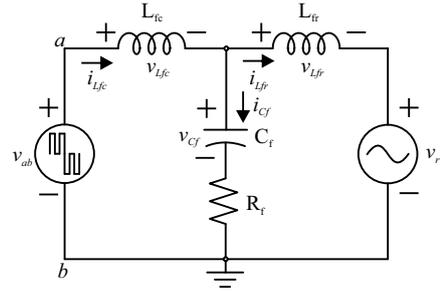


Fig. 4. Modelo equivalente do filtro *LCL* para obtenção do modelo CA.

é definida conforme (27)

$$G_m^{i_{Lfr}}(s) = \frac{V_{PN} \left(\frac{R_f}{L_{fc}L_{fr}}s + \frac{1}{C_fL_{fc}L_{fr}} \right)}{s \left(s^2 + \frac{R_f}{L_{fc}L_{fr}}s(L_{fc} + L_{fr}) + \omega_1^2 \right)}, \quad (27)$$

onde a frequência de ressonância é $\omega_1 = \sqrt{\frac{L_{fc} + L_{fr}}{C_fL_{fc}L_{fr}}}$.

III. ESTRATÉGIA DE CONTROLE DE DOIS ESTÁGIOS PARA O *SS qZS-CMI*

Os principais objetivos de controle do *SS qZS-CMI* aplicados a sistemas FVs conectados a rede elétrica, Figura 1, são:

- (I) rastrear o ponto de máxima potência (*MPPT*) através de um algoritmo perturba e observa (*Perturb & Observe - P&O*) utilizando como variável perturbável a tensão do arranjo FV, sendo esta técnica de *MPPT* utilizada devido a sua excelente eficiência no rastreamento e a fácil implementação [13], [20];
- (II) fornecer potência ativa à rede com fator de potência unitário e que a distorção harmônica da corrente injetada na rede atenda a norma padrão vigente IEEE 1547;
- (III) equalizar as tensões de barramento para todos os módulos ponte-H (principal e auxiliar).

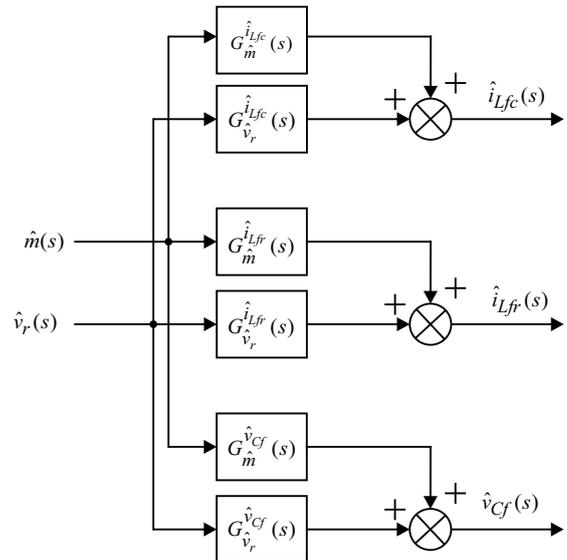


Fig. 5. Funções de transferência obtidas do lado CA do inversor.

A Figura 6.a traz a malha de controle da tensão de entrada ($v_{Cin(a)}$) do módulo principal que é usada para realizar o MPPT do arranjo FV. O valor de referência para tensão de entrada ($v_{Cin_ref}^*$) é obtido por meio de um algoritmo P&O e o seu erro do valor medido é reduzido controlando-se o valor da razão-cíclica do intervalo de ST ($d_{0(a)}$) da ponte-H principal. Um controlador PI é utilizado nesta malha gerando a ação de controle ($u_{d(a)}$). Esta ação de controle é limitada por um saturador para que a mesma tenha um limite para o seu valor máximo igual a 0,3.

Uma malha de controle em cascata conforme Figura 6.b, é usada para controlar a tensão de barramento ($v_{PN(a)}$) da ponte-H principal e a corrente injetada na rede (i_{rede}). A malha externa controla $v_{PN(a)}$ regulando a corrente de saída (i_{PN}) do módulo principal. Um controlador PI é empregado nesta malha. A saída do mesmo gera um sinal proporcional ao valor eficaz de i_{rede} que é multiplicado por $\sqrt{2}$ e pelo algoritmo de rastreamento da fase da rede (*Phase Locked Loop* - PLL) para produzir a referência de corrente da malha interna (i_{rede}^*). A malha interna controla a corrente injetada na rede (i_{rede}) através da profundidade do índice de modulação (m) da ponte-H principal. Um controlador PR é usado para regular i_{rede} . A ação de controle gerada pelo compensador PR é aplicada a um saturador que limita seu valor máximo em 0,7. Uma vez que i_{rede} esta diretamente relacionada com i_{PN} , o controle da profundidade do índice de modulação (m) atua indiretamente no controle de $v_{PN(a)}$.

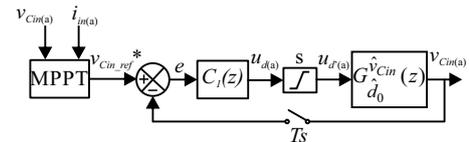
A Figura 6.c demonstra a terceira malha de controle da tensão de barramento ($v_{PN(b)}$) da ponte-H auxiliar. O valor de referência para esta tensão é igual ao usado no barramento da célula principal, assegurando assim que ambos os barramentos mantenham-se equilibrados. O controle de $v_{PN(b)}$ é realizado através da razão-cíclica do intervalo de ST ($d_{0(b)}$) do módulo auxiliar. A profundidade do índice de modulação (m) da ponte-H auxiliar é o mesmo da principal.

É perceptível que os estados de ST e os convencionais de *PWM* são aplicados para os mesmos braços das pontes-H, $D_{0(a,b)}$ e m (para a modulação do *SS qZS-CMI*) são dependentes um do outro. Portanto, a mudança em qualquer parâmetro de um dos dois vai impor uma limitação na liberdade do outro, o que faz com que torne-se um desafio o projeto do controlador. Aparentemente, a escolha de um grande D_0 e consequentemente um m pequeno não é vantajoso, pois ocasionará o aumento do estresse de tensão nos componentes do barramento CC, resultando assim em dispositivos que suportem níveis de tensão elevados e uma baixa eficiência na utilização da tensão do barramento CC [21].

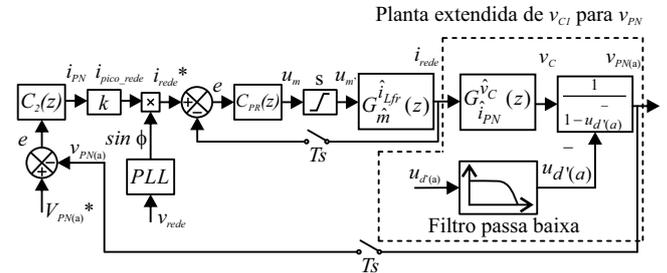
A. Controle da Malha de Tensão do Arranjo FV (MPPT)

O diagrama de blocos de controle da tensão de entrada do módulo principal (tensão do arranjo FV) é mostrado na Figura 6.a, onde a FT da tensão do capacitor de entrada pela razão cíclica do ST do módulo principal ($G_{d_0}^{v_{Cin}}(z)$), é utilizada para projetar o controlador PI representado pelo bloco $C_1(z)$.

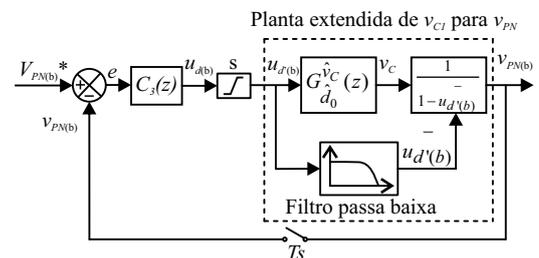
Os projetos dos controladores de tensão PI e do PR de corrente, foram realizados utilizando as especificações do protótipo conforme a Tabela I. Uma vez que a dinâmica do MPPT é muito lenta, o projeto dos parâmetros do controlador



(a)



(b)



(c)

Fig. 6. Diagrama de blocos dos circuitos de controle do *SS qZS-CMI* de cinco níveis. (a) Malha de controle da tensão do arranjo FV do módulo principal. (b) Malha de controle da corrente injetada na rede. (c) Malha de controle da tensão do barramento CC do módulo auxiliar.

PI, onde os ganhos do mesmo são apresentados na Tabela II, proporciona uma banda passante de 3,09 Hz com uma margem de fase (MF) de 85° . Para o funcionamento da estrutura de controle do conversor, os parâmetros dos compensadores PI para as malhas de controle de $v_{Cin(a)}$ e a de v_C devem ser projetadas atendendo os seguintes requisitos: A banda passante da malha de controle de $v_{Cin(a)}$ é menor do que a de v_C , e ambas são mais lentas do que a de corrente i_{Lfr} [1].

TABELA I
Especificações do Protótipo

Parâmetro	Valor
$v_{Cin(a)}$	≈ 102 V
$L_{1(a)}, L_{1(b)}, L_{2(a)}, L_{2(b)}$	2,568 mH
r_1, r_2	0,5 Ω
$C_{in(a)}, C_{in(b)}$	470 μ F
$C_{1(a)}, C_{1(b)}, C_{2(a)}, C_{2(b)}$	4,7 mF
R_1, R_2	0,0389 Ω
L_{fc}	1,750 mH
L_{fr}	0,860 mH
C_f	4,242 μ F
R_f	16,5 Ω
v_{rede}	127 V
f_r	60 Hz
f_s	10,02 kHz
P_T	690 W

As respostas em frequência para a FT de $G_{d_0}^{vcin}(z)$ são mostradas na Figura 7. As funções em malha aberta não compensada, compensada e o controlador são plotados juntos. A FT em malha aberta compensada indica que o sistema em malha fechada é estável.

B. Controle da Tensão do Barramento CC da Célula Principal em Ponte-H

A Figura 6.b traz a estrutura de controle da tensão do barramento CC do módulo principal $v_{PN(a)}$, baseando-se na soma das tensões dos capacitores $v_{C1(a)}$ e $v_{C2(a)}$ da célula principal. Entretanto o *SS qZS-CMI* deve operar como um conversor simétrico, onde a tensão do barramento CC do módulo auxiliar $v_{PN(b)}$, é controlada individualmente por uma malha que regula a mesma em aproximadamente 50% da tensão total da soma dos barramentos, regulando $v_{PN(a)}$ nos 50% restantes.

A FT da tensão dos capacitores $v_{C1(a)}$ ou $v_{C2(a)}$ pela corrente que é drenada do barramento CC pela carga i_{PN} , é definida como $G_{i_{PN}}^{vc}(z)$. A saída do controlador tem como objetivo fornecer a referência para a malha de corrente interna. A banda passante da malha de tensão tem que ser suficientemente menor que a da malha de corrente para que o sistema seja desacoplado. Dessa maneira, foi projetada uma frequência de cruzamento de 10,1 Hz com MF de 86,5°, com valor inferior a uma década abaixo da frequência pulsada de 120 Hz, a qual ocorre devido a potência instantânea injetada na rede [22]. Os ganhos do controlador PI são apresentados na Tabela II. A Figura 8 mostra a resposta em frequência das funções de transferência em malha aberta não compensada, compensada e o controlador.

C. Malha de Controle da Corrente Injetada na Rede

A FT da corrente injetada na rede é dada por $G_m^{iLfr}(z)$. Na Figura 6.b o controle da corrente com malha dupla conectado com a rede é demonstrado. Pode-se ver que a malha de tensão externa fornece a referência para a de corrente da rede i_{rede}^* , o que significa que a saída do controlador da malha

TABELA II
Parâmetros dos Controladores

Parâmetro	Valor
$k_{i1}(C_{PR}(s))$	$5,214 \times 10^{-2}$
$k_{i2}(C_{PR}(s))$	$-1,028 \times 10^{-1}$
$k_{i3}(C_{PR}(s))$	$5,077 \times 10^{-2}$
$k_{id1}(C_{PR}(s))$	-1,999
$k_{id2}(C_{PR}(s))$	$9,999 \times 10^{-1}$
$k_p(C_1(s))$	$-6,154 \times 10^{-4}$
$k_i(C_1(s))$	$6,101 \times 10^{-4}$
$k_p(C_2(s))$	$-1,6 \times 10^{-2}$
$k_i(C_2(s))$	$1,6 \times 10^{-2}$
$k_p(C_3(s))$	$4,682 \times 10^{-3}$
$k_i(C_3(s))$	$-4,681 \times 10^{-3}$

de controle da tensão do barramento CC ($C_2(z)$) multiplicado por uma função senoidal sincronizada à fase da tensão da rede pelo PLL, o ganho na referência da fase da corrente instantânea. O compensador PR ($C_{PR}(z)$) quando submetido a um sinal de erro periódico, o mesmo apresentará uma dinâmica parecida ao do controlador PI quando a este é aplicado um sinal de erro constante, entretando o PR garante erro nulo em regime permanente para rastreamento de sinais de referência senoidais, desde que o sinal de referência possua a mesma frequência para qual o controlador foi projetado (localização do par de pólos complexos conjugados). Também podem ser utilizados controladores multi-ressonantes, dando a possibilidade de sintonizar frequências de harmônicos de baixa ordem, sem influenciar na dinâmica do compensador, o que faz do mesmo ser adequado para sistemas conectados à rede [23].

A fim de projetar as constantes do controlador PR é necessário conhecer a FT da i_{Lfr} por m conforme (27). Na Figura 9 são demonstradas as respostas em frequência para a FT $G_m^{iLfr}(z)$ em malha aberta não compensada sem e com amortecimento passivo (AP), compensada com AP e o

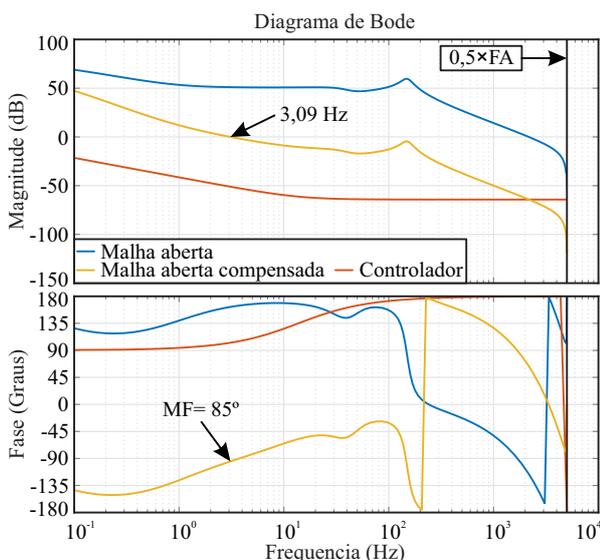


Fig. 7. Diagrama de Bode das funções de transferência em malha aberta não compensada, compensada de $G_{d_0}^{vcin}(z)$ e o controlador $C_1(z)$, onde a frequência de amostragem (FA) é igual a f_s .

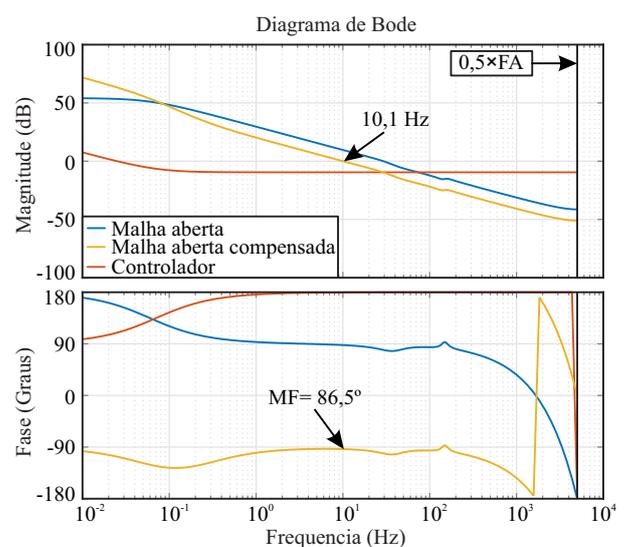


Fig. 8. Diagrama de Bode das funções de transferência em malha aberta não compensada, compensada de $G_{i_{PN}}^{vc}(z)$ e o controlador $C_2(z)$, onde FA é igual a f_s .

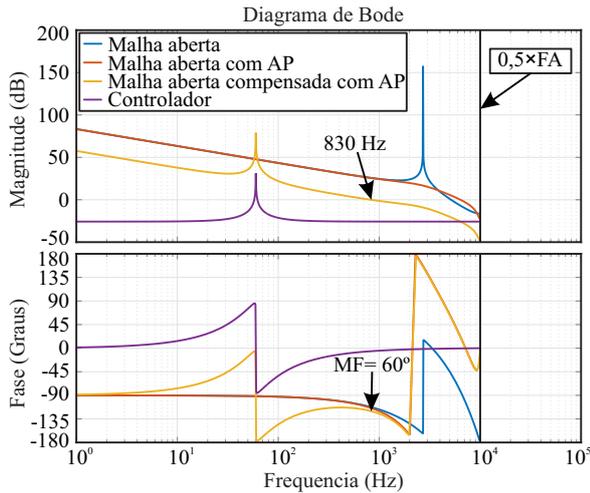


Fig. 9. Diagrama de *Bode* das funções de transferência em malha aberta não compensada sem e com AP, compensada com AP de $G_m^{iLfr}(z)$ e o controlador $C_{PR}(z)$, onde FA é o dobro de f_s .

controlador. O controlador PR com AP no filtro *LCL*, onde os seus ganhos são demonstrados na Tabela II, proporcionou uma banda passante de 830 Hz com uma MF de 60° .

D. Controle da Tensão do Barramento CC da Célula Auxiliar

A tensão de entrada da célula auxiliar em ponte-H é definida pela razão cíclica do *ST* do módulo principal, a relação de espiras do indutor acoplado (*N*), e a configuração do circuito equivalente do lado secundário do indutor acoplado. Assim, para controlar a tensão do barramento CC do módulo auxiliar ($v_{PN(b)}$), a variável de controle disponível é a razão cíclica do *ST* ($d_{0(b)}$).

O controle da tensão do barramento CC independente ($v_{PN(b)}$), é baseado na soma das tensões dos capacitores ($v_{C1(b)} + v_{C2(b)}$) assim como é realizado também no módulo principal, como a Figura 6(c) mostra. A FT da tensão dos capacitores $v_{C1(b)}$ ou $v_{C2(b)}$ pela razão cíclica do *ST* ($d_{0(b)}$), é definida como $G_{d_0}^{VC}(z)$.

O controlador de tensão utilizado é um PI, onde os seus ganhos são apresentados na Tabela II. O mesmo é projetado para fornecer uma banda passante de 2,15 Hz com uma MF de 88° conforme a Figura 10.

A Figura 11 traz a resposta ao degrau de malha aberta compensada das funções de transferência de $G_{d_0}^{VCin}(z)$, $G_{iPN}^{VC}(z)$ e $G_{d_0}^{VC}(z)$. O sistema de controle de $G_{d_0}^{VCin}(z)$ é subamortecido com um *overshoot* de $\approx 13\%$ e um tempo de acomodação de $\approx 0,41$ segundos. Esta malha apresentou um desempenho relativamente lento, entretanto a mesma deve possuir a menor banda passante das 3 que estão em cascata no módulo principal. A planta de $G_{iPN}^{VC}(z)$ é um sistema criticamente amortecido com um tempo de acomodação de $\approx 0,1$ segundos, demonstrando assim ser mais rápida do que a malha que controla $v_{Cin(a)}$. O sistema de controle da tensão do barramento CC do módulo auxiliar $G_{d_0}^{VC}(z)$, é a única malha do sistema global de controle que não está em cascata com nenhuma outra. É um sistema subamortecido com um *overshoot* de $\approx 10\%$ e um tempo de acomodação de $\approx 0,51$ segundos.

A Figura 12 apresenta a resposta ao degrau de malha aberta

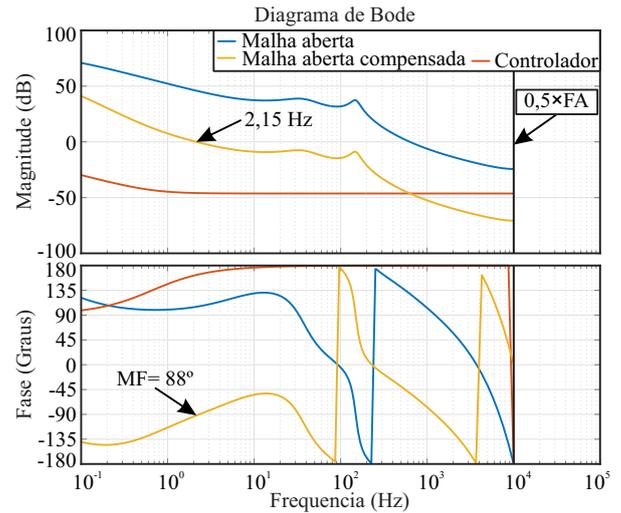


Fig. 10. Diagrama de *Bode* das funções de transferência em malha aberta não compensada, compensada de $G_{d_0}^{VC}(z)$ e o controlador $C_3(z)$, onde FA é o dobro de f_s .

compensada com AP da função de transferência de $G_m^{iLfr}(z)$. O sistema é subamortecido com um *overshoot* de $\approx 12\%$ e um tempo de acomodação de $\approx 1,52 \times 10^{-3}$ segundos, sendo a malha mais rápida de todas as 3 que estão em cascata.

IV. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Um protótipo do *SS qZS-CMI* monofásico de cinco níveis alimentado por um arranjo FV com potência máxima (P_T) instalada de 690 W conectado à rede foi construído. Para emular o arranjo FV foi utilizada uma fonte da Agilent, modelo E4360A. O equipamento possui dois canais de saída, sendo que cada canal possui uma tensão de 120 V no ponto de máxima potência (*MPP*), e uma corrente de 5 A. A estrutura de controle proposta para o protótipo do *SS qZS-CMI* foi implementada utilizando o processador de sinais digitais (*DSP*) modelo TMS320F28F335, que integra interface para alimentação de potência, conversão A/D, comunicação serial, etc. Os resultados experimentais são demonstrados nas figuras que seguem.

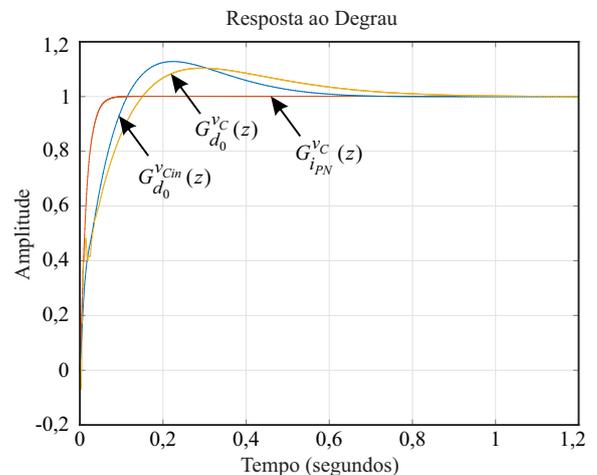


Fig. 11. Resposta ao degrau de malha aberta compensada das funções de transferência de $G_{d_0}^{VCin}(z)$, $G_{iPN}^{VC}(z)$ e $G_{d_0}^{VC}(z)$.

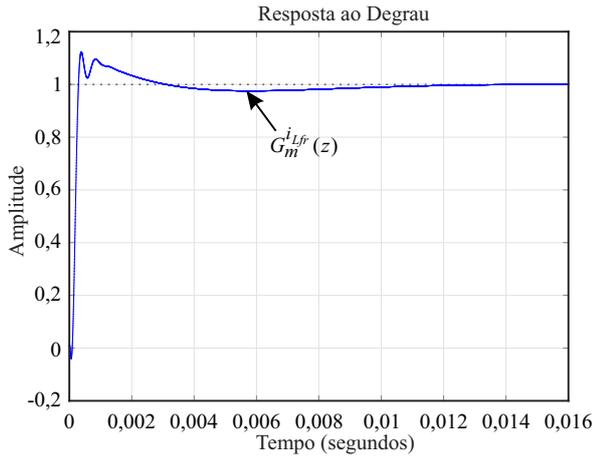
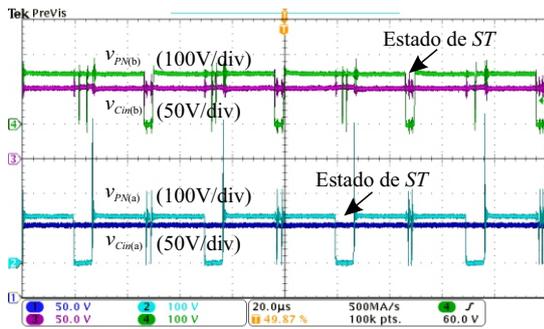


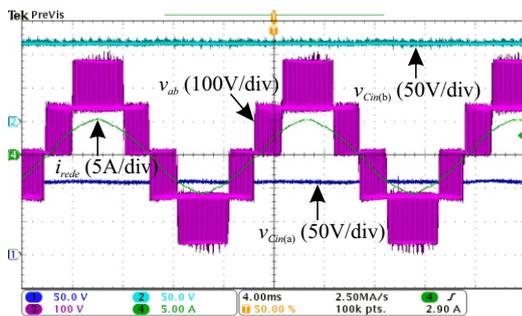
Fig. 12. Resposta ao degrau de malha aberta compensada com AP da função de transferência de $G_m^{iLfr}(z)$.

A. Teste da Efetividade dos Controladores para Manter o Equilíbrio das Tensões dos Barramentos CC

A Figura 13.a mostra os resultados experimentais, onde a tensão do arranjo FV na entrada do módulo principal $v_{Cin(a)}$ é controlada em aproximadamente 102 V, para um valor de razão cíclica de $d_{0(a)}$ em aproximadamente 0,24. A tensão de entrada do módulo auxiliar $v_{Cin(b)}$ fica em torno de 105 V, demonstrando que apesar de não ser regulada por nenhuma malha de controle, o valor desta tensão permanece próximo ao valor esperado pelo projeto do conversor. As tensões nos barramentos CC $v_{PN(a)}$ e $v_{PN(b)}$ são reguladas em aproximadamente 150 V. Já a Figura 13.b, mostra novamente a tensão do arranjo FV na entrada do módulo principal



(a)



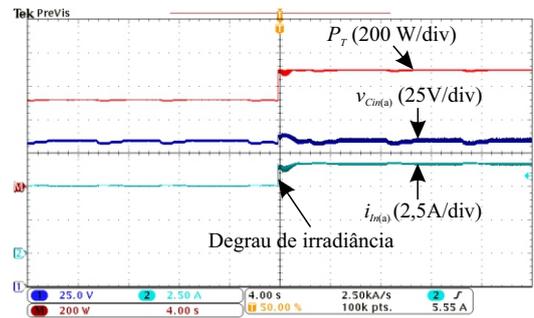
(b)

Fig. 13. Resultados experimentais do SS $qZS-CMI$. (a) Formas de onda das tensões $v_{Cin(a)}$, $v_{Cin(b)}$, $v_{PN(a)}$ e $v_{PN(b)}$. (b) Formas de onda das tensões $v_{Cin(a)}$, $v_{Cin(b)}$, v_{ab} , e da corrente i_{rede} .

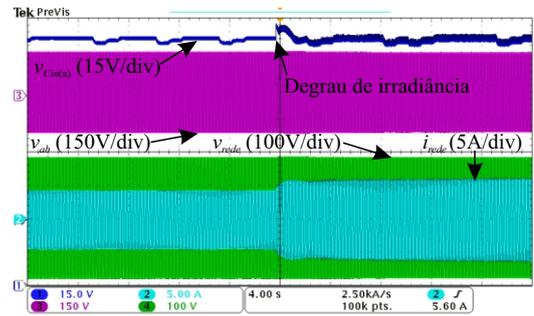
$v_{Cin(a)}$, além da tensão de entrada do módulo auxiliar $v_{Cin(b)}$. Ela também demonstra a tensão v_{ab} de cinco níveis com amplitudes iguais, ou seja, a tensão nos dois barramentos CC está sendo controlada no mesmo valor. Também pode-se observar que i_{rede} eficaz é de 3,85 A em um v_{rede} de 127 V, injetando uma potência de aproximadamente 490 W. Para este ponto de operação, a perda Joule no resistor de amortecimento do filtro LCL (R_f) foi de 11,3 W.

B. Algoritmo de MPPT e Conexão com a Rede

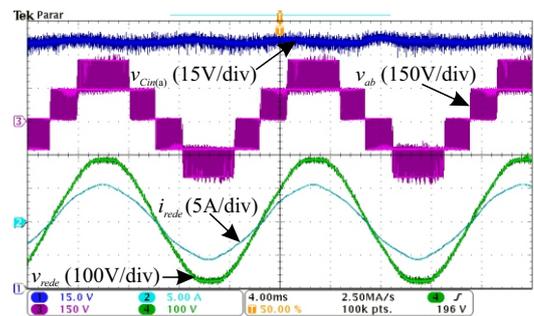
Na Figura 14.a foi imposto um degrau de irradiância no arranjo FV da entrada do módulo principal, passando de 750 W/m² para 1000 W/m², correspondente a um degrau de potência de ≈ 521 W para ≈ 692 W. Também pode-se observar que o algoritmo P&O rastreou o MPP gerando assim um novo valor de $v_{Cin.ref}$. O controlador da tensão de entrada do módulo principal segue a nova referência, produzindo



(a)



(b)



(c)

Fig. 14. Resultados experimentais do SS $qZS-CMI$ para variações na irradiância do arranjo FV. (a) $v_{Cin(a)}$, $i_{In(a)}$, e a potência de entrada do módulo principal P_T . (b) Formas de onda das tensões $v_{Cin(a)}$, v_{ab} , v_{rede} , e da corrente i_{rede} . (c) Formas de onda das tensões $v_{Cin(a)}$, v_{ab} , v_{rede} , e da corrente i_{rede} .

assim uma variação em $v_{Cin(a)}$. Já na Figura 14.b pode-se observar que as tensões de ambos os barramentos CC foram controladas durante e após o degrau, visto que a tensão v_{ab} se manteve constante. A corrente i_{rede} aumentou após o degrau, demonstrando a efetividade da estrutura de controle em cascata implementada. Na Figura 14.c observa-se melhor em v_{ab} que ambos os barramentos CC possuem valores de tensão muito semelhantes, devido que os níveis de tensão possuem amplitudes praticamente iguais. Onde a corrente i_{rede} está em fase com a tensão v_{rede} , apresentando um fator de potência (FP) próximo ao unitário. Já com relação a taxa de distorção harmônica (THD) da i_{rede} o valor obtido foi de 2,98%, atendendo a norma IEEE 1547 com relação ao conteúdo harmônico total da corrente injetada. Realizando-se uma análise individual com relação às ordens das harmônicas pares e ímpares como mostrado na Figura 15, conclui-se que i_{rede} também atendeu individualmente a norma.

V. CONCLUSÕES

O método de controle utilizado no *SS qZS-CMI* foi o de dois estágios, onde as características dinâmicas do circuito do *qZSI* foram estudadas através da análise de pequenos sinais. Baseado no modelo dinâmico, o método de controle de dois estágios para a operação do *SS qZS-CMI* no modo de controle da corrente de saída foi efetuado. O sistema de controle da topologia inclui a estratégia de *MPPT* para o arranjo FV e o controle da tensão do barramento CC independente para cada módulo *qZS* em cascata. O mesmo também apresentou uma boa resposta transitória e em regime permanente através de uma malha dupla empregando o controlador PR na malha de corrente.

A potência injetada na rede foi alcançada com FP próximo ao unitário, onde apenas o módulo principal do *SS qZS-CMI* realizou o *MPPT*. O controle em malha fechada da tensão do barramento CC do módulo auxiliar assegurou que todas as células do inversor tenham o equilíbrio de tensão, fornecendo assim simetria precisa aos níveis de tensão de saída, aumentando a qualidade da forma de onda da corrente injetada na rede sem filtros de saída grandes. Os parâmetros do controle foram projetados para assegurar a estabilidade do sistema e resposta rápida.

Os resultados experimentais da topologia de cinco níveis do *SS qZS-CMI* comprovam a efetividade da estrutura de controle proposta.

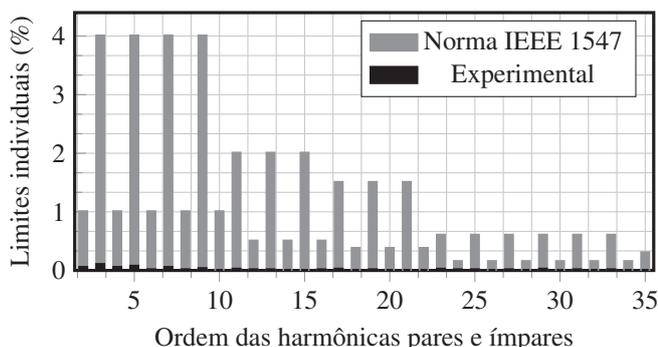


Fig. 15. Limites individuais das harmônicas pares e ímpares.

AGRADECIMENTOS

O presente trabalho foi realizado com apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior - Brasil (CAPES/PROEX) - Código de Financiamento 001. Os autores também estendem os agradecimentos ao INCT-GD e aos órgãos financiadores (CNPq processo 465640/2014-1, CAPES processo no. 23038.000776/2017-54 e FAPERGS 17/2551-0000517-1).

REFERÊNCIAS

- [1] Y. Li, S. Jiang, J. G. Cintron-Rivera, F. Z. Peng, "Modeling and Control of Quasi-Z-Source Inverter for Distributed Generation Applications", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 4, pp. 1532–1541, April 2013, doi: 10.1109/TIE.2012.2213551.
- [2] E. C. dos Santos, J. F. Bradaschia, M. C. Cavalcanti, E. R. C. da Silva, "Voltage Type Z-Source Converters: Overview Of The Main Topologies", *Eletrônica de Potência*, vol. 17, no. 4, pp. 730–743, Set./Nov. 2012.
- [3] Y. Chen, D. Xu, J. Xi, "Common-Mode Filter Design for a Transformerless ZVS Full-Bridge Inverter", *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 4, no. 2, pp. 405–413, June 2016, doi: 10.1109/JESTPE.2015.2503428.
- [4] S. Iturriaga-Medina, C. A. Limones-Pozos, P. R. Martinez-Rodriguez, G. Escobar, J. M. Sosa, A. A. Valdez-Fernandez, J. F. Martinez-Garcia, "A comparative analysis of grid-tied single-phase transformerless five-level NPC-based inverters for photovoltaic applications", in *13th International Conference on Power Electronics (CIEP)*, pp. 323–328, June 2016, doi:10.1109/CIEP.2016.7530778.
- [5] F. Filho, H. Z. Maia, T. H. A. Mateus, B. Ozpineci, L. M. Tolbert, J. O. P. Pinto, "Adaptive Selective Harmonic Minimization Based on ANNs for Cascade Multilevel Inverters With Varying DC Sources", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 5, pp. 1955–1962, May 2013, doi: 10.1109/TIE.2012.2224072.
- [6] W. I. Bower, J. C. Wiles, "Analysis of grounded and ungrounded photovoltaic systems", in *Proceedings of 1994 IEEE 1st World Conference on Photovoltaic Energy Conversion - WCPEC (A Joint Conference of PVSC, PVSEC and PSEC)*, vol. 1, pp. 809–812 vol.1, Dec 1994, doi:10.1109/WCPEC.1994.520083.
- [7] Y. Liu, H. Abu-Rub, B. Ge, "Front-end isolated quasi-Z-source DC-DC converter modules in series for photovoltaic high-voltage DC applications", in *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 1214–1219, March 2016, doi: 10.1109/APEC.2016.7468023.
- [8] Y. P. Siwakoti, F. Blaabjerg, P. C. Loh, G. E. Town, "High-voltage boost quasi-Z-source isolated DC/DC converter", *IET Power Electronics*, vol. 7, no. 9, pp. 2387–2395, Sep. 2014, doi:10.1049/iet-pel.2013.0845.
- [9] Y. Ding, L. Li, "Research and application of high frequency isolated Quasi-Z-source inverter", in

IECON - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, pp. 714–718, Oct 2012, doi: 10.1109/IECON.2012.6388664.

- [10] A. Chub, D. Vinnikov, T. Jalakas, “Galvanically isolated quasi-Z-source DC-DC converters with combined energy transfer for renewable energy sources integration”, in *IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, pp. 2896–2900, March 2015, doi:10.1109/ICIT.2015.7125525.
- [11] R. A. Guisso, T. Vargas, M. L. S. Martins, H. L. Hey, “Single-DC-Source Quasi-Z-Source Cascaded Multilevel Inverter With Active Power Sharing”, in *CBA - Congresso Brasileiro de Automatica*, September 2018.
- [12] Y. Liu, B. Ge, F. J. T. E. Ferreira, A. T. de Almeida, H. Abu-Rub, “Modeling and SVPWM control of quasi-Z-source inverter”, in *11th International Conference on Electrical Power Quality and Utilisation*, pp. 1–7, Oct 2011, doi: 10.1109/EPQU.2011.6128914.
- [13] Y. Liu, B. Ge, H. Abu-Rub, F. Z. Peng, “An Effective Control Method for Quasi-Z-Source Cascade Multilevel Inverter-Based Grid-Tie Single-Phase Photovoltaic Power System”, *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 10, no. 1, pp. 399–407, Feb 2014, doi:10.1109/TII.2013.2280083.
- [14] Y. Liu, B. Ge, H. Abu-Rub, F. Z. Peng, “An Effective Control Method for Three-Phase Quasi-Z-Source Cascaded Multilevel Inverter Based Grid-Tie Photovoltaic Power System”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 12, pp. 6794–6802, Dec 2014, doi:10.1109/TIE.2014.2316256.
- [15] Y. Liu, B. Ge, H. Abu-Rub, “Modelling and controller design of quasi-Z-source cascaded multilevel inverter-based three-phase grid-tie photovoltaic power system”, *IET Renewable Power Generation*, vol. 8, no. 8, pp. 925–936, November 2014, doi:10.1049/iet-rpg.2013.0221.
- [16] D. Sun, B. Ge, X. Yan, D. Bi, H. Zhang, Y. Liu, H. Abu-Rub, L. Ben-Brahim, F. Z. Peng, “Modeling, Impedance Design, and Efficiency Analysis of Quasi-Z-Source Module in Cascaded Multilevel Photovoltaic Power System”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 11, pp. 6108–6117, Nov 2014, doi:10.1109/TIE.2014.2304913.
- [17] P. C. Loh, D. M. Vilathgamuwa, C. J. Gajanayake, Y. R. Lim, C. W. Teo, “Transient Modeling and Analysis of Pulse-Width Modulated Z-Source Inverter”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, no. 2, pp. 498–507, March 2007, doi: 10.1109/TPEL.2006.889929.
- [18] Y. Jia, J. Zhao, X. Fu, “Direct Grid Current Control of LCL-Filtered Grid-Connected Inverter Mitigating Grid Voltage Disturbance”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 3, pp. 1532–1541, March 2014, doi:10.1109/TPEL.2013.2264098.
- [19] M. Xue, Y. Zhang, Y. Kang, Y. Yi, S. Li, F. Liu, “Full Feedforward of Grid Voltage for Discrete State Feedback Controlled Grid-Connected Inverter With

LCL Filter”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 10, pp. 4234–4247, Oct 2012, doi: 10.1109/TPEL.2012.2190524.

- [20] S. A. O. da Silva, L. P. Sampaio, F. M. de Oliveira, F. R. Durand, “Sistema Fotovoltaico com Condicionamento Ativo de Energia Usando MPPT Baseado em PSO e Malha Feed-Forward de Controle de Tensão do Barramento CC”, *Eletrônica de Potência*, vol. 21, no. 2, pp. 105–116, Mar./Jun. 2016, doi: 10.18618/REP.2016.2.2615.
- [21] Y. Li, J. Anderson, F. Z. Peng, D. Liu, “Quasi-Z-Source Inverter for Photovoltaic Power Generation Systems”, in *2009 Twenty-Fourth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, pp. 918–924, Feb 2009, doi:10.1109/APEC.2009.4802772.
- [22] H. 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*, vol. 28, no. 6, pp. 2711–2726, June 2013, doi: 10.1109/TPEL.2012.2221482.
- [23] A. Timbus, M. Liserre, R. Teodorescu, P. Rodriguez, F. Blaabjerg, “Evaluation of Current Controllers for Distributed Power Generation Systems”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no. 3, pp. 654–664, March 2009, doi: 10.1109/TPEL.2009.2012527.

DADOS BIOGRÁFICOS

Ronaldo Antonio Guisso nasceu em Catuípe, RS, em 1984. Recebeu o título de Engenheiro Eletricista pela UNIJUÍ (2011). Recebeu o grau de Mestre em Engenharia Elétrica pela UFSM (2015). Atualmente é doutorando no programa de pós-graduação em Engenharia Elétrica da UFSM, onde atua como pesquisador junto ao Grupo de Eletrônica de Potência e Controle (GEPOC).

Tadeu Vargas nasceu em Tenente Portela, RS, Brasil, em 1989. Possui graduação em Engenharia Elétrica pela UNIJUÍ (2011) e Mestrado em Engenharia Elétrica pela UFSM (2013). Atualmente é professor do curso de Engenharia Elétrica na URI-FW. Tem interesse nas seguintes áreas: conversores multiníveis, transformador de estado sólido e controle de conversores estáticos. Atualmente, é membro da SOBRAEP e IEEE.

Mário Lúcio da Silva Martins nasceu em Palmeira das Missões, RS, Brasil, em 1976. É engenheiro eletricista (1999), mestre (2002) e doutor (2008) pela UFSM. É Professor adjunto no Departamento de Eletrônica e Computação da UFSM desde 2012. Suas áreas de interesse incluem SMPS, UPS, inversores FVs e energias renováveis. Dr. Martins é membro da Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência (SOBRAEP) e sociedades IEEE.

Hélio Leães Hey nasceu em Santa Maria - Rio Grande do Sul, em 29 de Julho de 1961. Formou-se em Eng. Elétrica pela Univ. Católica de Pelotas, Pelotas - RS, em 1985. Obteve

os títulos de Mestre e Doutor em Eng. Elétrica pela Univ. Federal de Santa Catarina, Florianópolis - SC em 1987 e 1991, respectivamente. Entre 1989 e 1993, atuou como professor na Univ. Federal de Uberlândia, Uberlândia-MG. Desde 1994, pertence ao Depto. de Eletrônica e Computação da Univ. Federal de Santa Maria, Santa Maria-RS. Sua área de interesse compreende inversores FV e energias renováveis. É membro da SOBRAEP, SBA e IEEE.