

MODELAGEM E DESENVOLVIMENTO DE UM INVERSOR CSI MULTISTRING FOTOVOLTAICO DE ESTÁGIO ÚNICO SEM TRANSFORMADOR CONECTADO À REDE ELÉTRICA

Rodrigo R. Lima¹, Fernando C. Melo², Luiz C. G. Freitas³, Gustavo B. Lima³, Danillo B. Rodrigues¹ e Lucas P. Pires¹

¹Universidade Federal do Triângulo Mineiro (UFTM), Uberaba – MG, Brasil

²Universidade de Brasília (UnB), Brasília – DF, Brasil

³Universidade Federal de Uberlândia (UFU), Uberlândia – MG, Brasil

e-mail: rodrigo.lima@uftm.edu.br, fernando.melo@unb.br, lcgfreitas@ufu.br

Resumo – Este artigo traz o projeto e desenvolvimento de um inversor fonte de corrente (do inglês, CSI) fotovoltaico *multistring* de estágio único sem transformador, destinado exclusivamente a operar em conexão com a rede elétrica. Em virtude do comportamento como CSI, dentro das contribuições do presente trabalho tem-se a ampliação da literatura deste tipo de topologia a partir da implementação de técnicas de controle e operação de potência usuais em outras estruturas topológicas. Além disso, o sistema proposto foi simulado no PSIM[®] e os resultados computacionais e experimentais obtidos evidenciaram um comportamento satisfatório da estrutura em prol da injeção de corrente na rede elétrica com baixa distorção harmônica e elevado fator de potência, atendendo normas nacionais e internacionais.

Palavras-Chave – Conexão com a rede elétrica, CSI, Estágio único, Fotovoltaico, Inversor sem transformador.

DESIGN AND DEVELOPMENT OF A GRID-TIED TRANSFORMERLESS SINGLE-STAGE MULTISTRING PHOTOVOLTAIC CSI INVERTER

Abstract – This paper brings the design and development of a transformerless single-stage multistring photovoltaic current-source inverter (CSI), aiming exclusively the grid-tied operation. Due to the behavior as CSI, within the contributions of the present work there is the expansion of the literature of this type of topology through the implementation of control techniques and power operation usual in other topological structures. In addition, the proposed system was simulated in PSIM[®] and the computational and experimental results obtained showed a satisfactory behavior of the structure in favor of the injection of current in the grid with low harmonic distortion and high power factor, meeting national and international standards.

Keywords – CSI, Grid-tied, Single-stage, Photovoltaic, Transformerless.

I. INTRODUÇÃO

Por se tratar de uma fonte de energia limpa, renovável e com grande potencial de geração em face ao consumo mundial, os últimos anos têm sido marcados por crescentes avanços em pesquisas e desenvolvimentos tecnológicos voltados à consolidação da energia solar fotovoltaica (FV) como alternativa de maior impacto no universo da geração distribuída e das redes inteligentes. Estudos de diferentes entidades [1]-[2] demonstram o reconhecimento de 2016 como o ano no qual a energia FV efetivamente se tornou mundialmente mais barata do que a energia eólica. Naturalmente, a redução de custo decorre da efervescência mundial em termos de investimentos na produção renovável de energia. Com aportes em larga escala, China e EUA juntos conseguiram elevar em quase 50% a capacidade instalada de geração mundial, atingindo o índice de 305 GW de potência instalada [2]. Diante de tamanho fortalecimento no setor, a SolarPower Europe estima que até 2020 o patamar mundial de geração fotovoltaica pode atingir cerca de 700 GW.

O Brasil possui excelentes níveis de irradiação solar, fato que representa uma vantagem interessante no tocante à aplicação em geração distribuída e redes inteligentes, possibilitando também o uso em larga escala deste tipo de energia. Tais níveis têm sido aferidos através de alguns importantes estudos, focalizados em viabilizar uma compreensão bastante clara do perfil solarimétrico brasileiro [3]-[4]. Conforme apontado por [5], o potencial do Brasil supera amplamente, por exemplo, o da Alemanha, um dos líderes no *ranking* deste tipo de geração. Segundo o autor, a região alemã com melhores condições solares tem 1,4 vezes menos irradiação que a região menos favorecida do Brasil. Tal informação corrobora com os dados expostos e analisados no atlas brasileiro de energia solar [4]. Atualmente, China, EUA e Japão lideram o *ranking*.

Diversas topologias de inversores destinados à geração FV têm sido idealizadas e aperfeiçoadas ao longo dos anos. Levantamentos junto às principais plataformas internacionais de publicações científicas demonstram um grande volume de estudos e desenvolvimentos relacionados especialmente aos modelos VSI (*voltage-source inverters*) com dois estágios. É

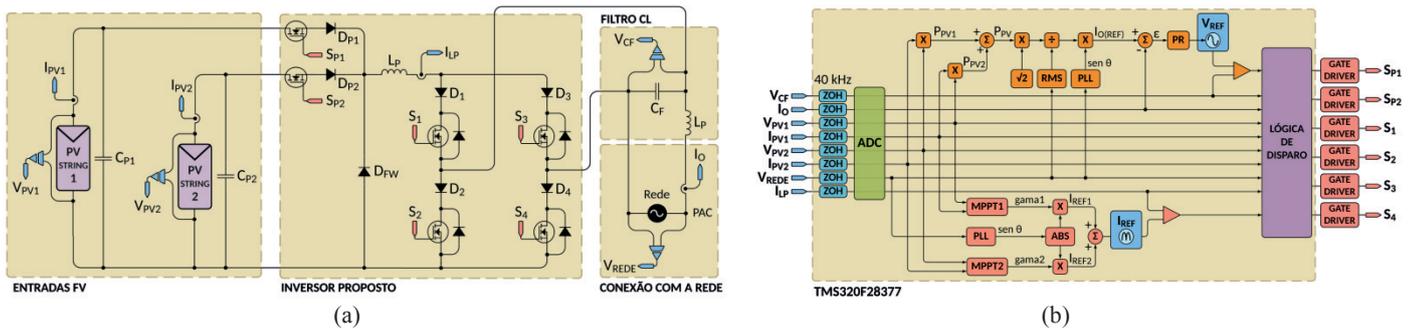


Fig. 1. (a) Estrutura de potência do conversor proposto. (b) Diagrama do controle embarcado no DSP TMS320F28377.

importante salientar, entretanto, que em topologias sem transformador (um dos focos da presente proposta) existe a possibilidade de integração entre o estágio elevador do *boost* de entrada e o estágio convencional VSI. Tal medida propicia a redução de componentes semicondutores, com emprego decorrente dos interruptores do *full-bridge* no processo de carga e descarga do elemento passivo na entrada. Isso passa a ser especialmente atraente em operações de conexão com a rede elétrica, posto que nessa situação o conversor a ser conectado precisa se comportar como uma fonte de corrente. A unificação de estágios de um conversor nestes moldes caracteriza a estrutura conhecida como CSI (*current-source inverter*) [5].

O emprego de um inversor do tipo CSI pode apresentar vantagens e desafios em comparação ao VSI, a depender da estrutura proposta. A estrutura VSI não necessita de grandes indutores para estabelecer a imposição de corrente na entrada e orientar o comando dos interruptores [6]. Por sua vez, o CSI requisita maior indutância na entrada, a fim de estabilizar a corrente CC e otimizar as técnicas de modulação. Em prol do desacoplamento de potência, necessita ainda de um capacitor em paralelo com a *string* fotovoltaica (fileiras de módulos em série), mas com valor de capacitância razoavelmente menor em comparação ao que ocorre no VSI.

A estrutura CSI, apesar de contar com um número bem menor de publicações que a VSI [6]-[9], apresenta algumas vantagens operacionais interessantes, destacando: (a) sua capacidade de injeção de corrente na rede elétrica com amplitude pré-definida, possibilitando o alcance de um fator de potência elevado; (b) o acoplamento de potência é realizado com um indutor de entrada, elemento com vida útil bem mais longa que os capacitores eletrolíticos comumente empregados no elo CC dos modelos VSI; e (c) uma grande indutância na entrada do conversor garante maior estabilidade para a corrente CC e contribui com a segurança das *strings* de módulos FV [9]. Em contrapartida, um dos problemas a ser superado nas topologias CSI é que seu rendimento frequentemente é inferior ao verificado em estruturas do tipo VSI.

Diante do exposto, e buscando contribuir com a expansão literária das topologias CSI, o presente artigo expõe resultados computacionais e experimentais obtidos a partir do processo de modelagem e desenvolvimento de um inversor CSI *multistring* fotovoltaico de estágio único, sem transformador, conectado à rede elétrica. Sua estrutura de potência e controle está presente na Figura 1.

Cabe salientar que a topologia aqui mencionada pode ser caracterizada como uma evolução da estrutura apresentada por [10] e [11], cujos resultados evidenciaram o êxito da topologia em operação isolada. Focalizando neste momento exclusivamente a conexão com a rede elétrica, primeiramente faz-se necessário expor as bases de projeto da estrutura proposta e também as técnicas de controle empregadas em prol do alcance das metas traçadas.

Neste contexto, o artigo será organizado em seis seções, incluindo esta introdutória, em que serão abordados o princípio de funcionamento da estrutura proposta; a modelagem matemática para levantamento das funções de transferência do sistema; a estratégia de controle adotada; os resultados experimentais responsáveis por validar a proposta do trabalho; e a conclusão, evidenciando as principais contribuições da pesquisa.

II. ESTRUTURA DO CONVERSOR PROPOSTO

A. Visão Geral

Os aspectos construtivos do modelo de inversor proposto foram estabelecidos a partir de referências relevantes em sua área de inserção [12]-[15]. A estrutura de potência desenvolvida segue o esquema apresentado na Figura 1.a, sendo constituída por duas *strings* fotovoltaicas conectadas a um inversor *full-bridge* com topologia CSI, sem transformador, cuja saída chega até o ponto de acoplamento comum com a rede elétrica (PAC) através de um filtro passivo do tipo CL, o mais indicado a esta topologia para proporcionar baixos níveis de distorção harmônica na corrente injetada na rede elétrica [9]. Ademais, o filtro CL permite, se necessário, o controle direto da corrente da rede através do elemento indutivo de conexão.

A Figura 1.b, por sua vez, apresenta um diagrama de blocos das metodologias de controle e operação embarcadas no DSP TMS320F28377 da Texas Instruments®. Destacam-se as duas referências produzidas pelo controle (V_{REF} e I_{REF}) que são utilizadas como formas de onda impostas sobre o circuito de potência: a tensão, de característica senoidal, imposta sobre o capacitor do filtro CL; e a corrente, senoidal retificada, a ser imposta sobre o indutor de boost (L_p). As características relacionadas a cada bloco do controlador serão exploradas detalhadamente na seção IV.

O aspecto mais relevante no que se refere a um inversor de estágio único é a possibilidade de elevação da eficiência energética global [10]-[11]. É preciso salientar, entretanto, que a obtenção deste benefício não é trivial. Isto porque a

interligação entre o estágio de carga do elemento desacoplador de potência e o estágio de conversão CC-CA propriamente dito provoca uma redução no grau de liberdade operacional do sistema como um todo. Neste contexto, o chaveamento dos semicondutores do conversor irá ter um grau de dependência que tipicamente não ocorre em estruturas de dois estágios. Tal fato deve-se à possibilidade de estruturas *dual-stage* terem o acionamento dos interruptores do estágio de entrada realizado de modo independente do estágio de saída. Como consequência, estruturas *single-stage* tendem a ser mais complexas em termos de controle e técnicas de proteção.

Para este tipo de topologia é muito importante manter um controle apurado sobre a etapa de carga do indutor, a fim de evitar consumo excessivo de energia nos elementos passivos e nos semicondutores do conversor, aspecto este que pode elevar os custos de produção do mesmo. Outra característica física importante do inversor proposto é a ausência de um transformador, fator relevante na redução dos custos de produção, do peso e do volume, podendo ainda elevar a eficiência energética global do sistema e reduzir as perdas eletromagnéticas provocadas pelo transformador, e isso sem comprometer a segurança dos módulos FV e do conversor.

Por fim, a estrutura CSI, norteadora do presente trabalho, requer maior indutância na entrada, a fim de manter a corrente CC estável e otimizar as técnicas de modulação. Em prol do desacoplamento de potência, necessita ainda de um capacitor em paralelo com a *string* fotovoltaica. Esta topologia, apesar de seu menor emprego em pesquisas e aplicações, possui duas qualidades merecedoras de destaque: (a) a injeção de corrente é realizada com magnitude pré-definida, possibilitando o alcance de um fator de potência elevado; e (b) o desacoplamento de potência é efetuado com um indutor de entrada, elemento com maior vida útil capaz de reduzir a necessidade dos capacitores eletrolíticos tão comuns no elo CC da estrutura VSI. Além disso, a presença de um indutor na entrada torna a corrente CC mais estável, fator capaz de contribuir com a elevação da segurança operacional e da vida útil dos painéis fotovoltaicos.

O filtro CL localizado na saída do inversor faz referência à necessidade de se injetar corrente na rede elétrica com qualidade ajustada às regras e limites impostos por norma [16]-[17]. Com característica passa-baixa, este circuito passivo de filtragem apresenta maior atenuação a partir da frequência de ressonância, a uma taxa de 40 dB/década [9]. Cabe salientar ainda que uma boa operação deste tipo de filtro na presença de controles digitais requer um ajuste adequado entre a frequência de chaveamento aplicada sobre os interruptores da topologia e a largura de banda admitida para o controle.

B. Princípio Operacional

Considerando sua estrutura CSI de estágio único, a topologia proposta foi idealizada para operar com três etapas de funcionamento por semiciclo da tensão da rede elétrica: *boost*, *buck* e roda-livre [18]. Apresentando uma versão compacta do circuito de potência da proposta, as representações reveladas pelas Figuras 2.a, 2.b e 2.c abrangem todos os elementos passivos e semicondutores da estrutura. Note-se que os interruptores foram representados de forma simplificada e os seus respectivos diodos de roda-

livre foram omitidos.

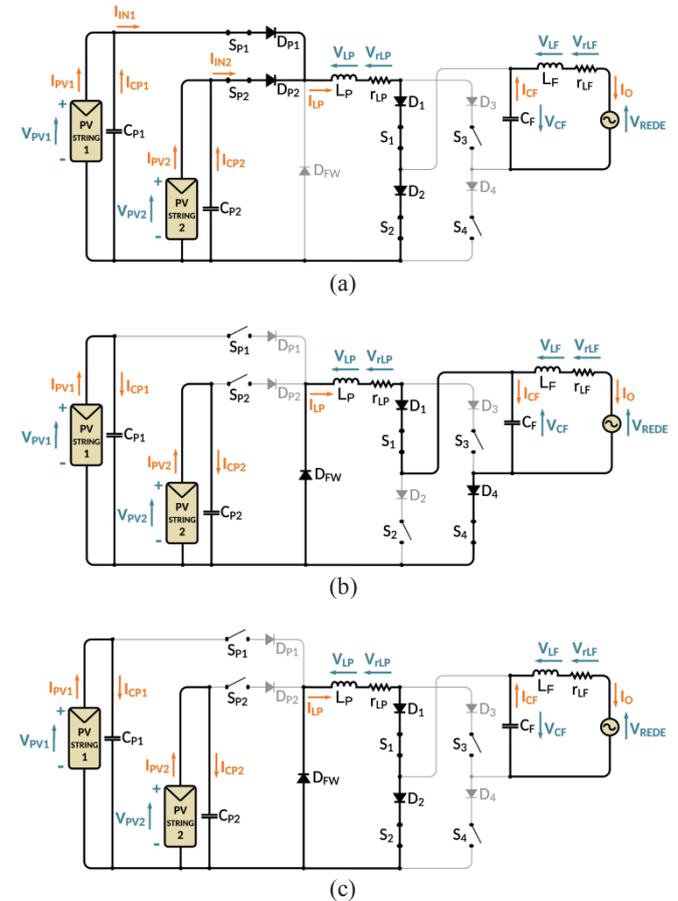


Fig. 2. Etapas operacionais do conversor proposto. (a) Etapa *boost*. (b) Etapa *buck*. (c) Etapa roda-livre.

Em termos das perdas operacionais a serem incluídas na modelagem matemática (seção III), somente as resistências intrínsecas dos indutores (r_{LP} e r_{LF}) foram relevadas. Por outro lado, as quedas de tensões nos diodos, as resistências operacionais dos interruptores e as resistências intrínsecas dos capacitores foram desconsideradas. Isso se deve a dois aspectos: (1) as perdas mais expressivas nesta categoria de circuito manifestam-se sobre os indutores; e (2) considerar uma grande quantidade de fontes de perdas pode até aumentar a precisão dos cálculos, mas eleva significativamente a sua complexidade.

A Figura 2.a representa a etapa *boost*. Com os interruptores S_{P1} e S_{P2} fechados, o indutor de entrada L_P recebe a energia proveniente tanto das *strings* quanto dos capacitores de entrada (C_{P1} e C_{P2}) e a corrente injetada na rede (I_O) é mantida a partir da energia armazenada no filtro CL (C_F e L_F).

Na Figura 2.b é feita a representação da etapa *buck*. Agora os interruptores S_{P1} e S_{P2} encontram-se abertos, fazendo com que os capacitores de entrada sejam recarregados e as tensões das *strings* sejam mantidas com baixo nível de ondulação. Com este arranjo de chaveamento o indutor L_P consegue liberar sua energia sobre o ponto de acoplamento com a rede elétrica, recarregando os elementos do filtro e sustentando a corrente I_O . Por fim, a Figura 2.c esboça a etapa de roda-livre, na qual há um completo desacoplamento entre as entradas e a saída da topologia visando garantir a otimização

na qualidade da corrente injetada na rede.

Para proporcionar uma visão completa sobre o modelo de chaveamento aplicado na estrutura, a Tabela I apresenta o status de todos os interruptores da topologia de estágio único proposta considerando as seis etapas de operação idealizadas, três para cada semiciclo da tensão da rede elétrica. Os pontos assinalados identificam os interruptores ligados em cada modo de operação.

TABELA I
Estados dos Interruptores Durante os Três Modos de Operação

Semiciclo	Etapa	Modo de operação	Interruptores					
			S_{P1}	S_{P2}	S_1	S_2	S_3	S_4
Positivo	1	Boost	•	•	•	•		
	2	Buck				•		•
	3	Roda-livre			•	•		
Negativo	4	Boost	•	•			•	•
	5	Buck				•	•	
	6	Roda-livre					•	•

III. MODELAGEM MATEMÁTICA

A modelagem matemática apresentada é baseada em equações de espaço de estados médio e foi desenvolvida empregando a estrutura computacional do *software* Matlab®, incluindo também análises com a *toolbox* Sisotool. O circuito considerado neste estudo caracteriza-se como uma simplificação do esquema apresentado na Figura 2, e sua representação segue esboçada na Figura 3.

Na estrutura CSI são necessários capacitores de valores razoavelmente elevados em paralelo com cada *string* [12], apesar de serem menores que os usados em topologias VSI típicas. Em virtude disso, é possível ponderar que os conjuntos de entrada (*string* e capacitor) se comportem como fontes de tensão. Em operação *multistring* (duas entradas ativas), os interruptores S_{P1} e S_{P2} operam simultaneamente, fazendo com que as entradas atuem paralelamente e sejam percebidas pelo indutor L_P como uma única fonte de tensão, mesmo que as *strings* estejam sujeitas a diferentes condições de irradiância e temperatura. É tal percepção do indutor permanece a mesma caso uma das entradas, por qualquer razão, esteja ausente.

Estes fatos conduzem a um sistema de ordem 3, considerando: (a) a corrente no indutor de boost (I_{LP}), a tensão no capacitor do filtro (V_{CF}) e a corrente injetada na rede (I_O) como variáveis de estado; (b) a tensão de entrada (V_{PV}) e a tensão da rede (V_{GRID}) como variáveis de entrada; e (c) a corrente injetada na rede como variável de saída do sistema.

A modulação do conversor proposto é realizada por histerese. Assim, contrariando o que ocorre com o disparo de interruptores por PWM, não existe uma frequência fixa de chaveamento, apesar do estabelecimento da frequência de amostragem em 40 kHz. É possível determinar, neste caso, apenas parâmetros mínimos, médios ou máximos de

operação. Para este tipo de topologia, destaca-se que a frequência de chaveamento máxima ($f_{SW(max)}$) corresponde, aproximadamente, à metade do valor da amostragem, ou seja, cerca de 20 kHz [19]. Para garantir a condição de operação em modo contínuo, a razão cíclica média (D) foi fixada em 0,7 seguindo as mesmas proposições operacionais estabelecidas em [10].

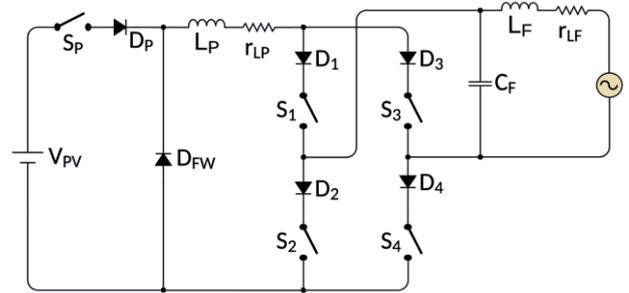


Fig. 3. Circuito de potência utilizado no processo de modelagem matemática do conversor proposto.

A. Análise de Regime Permanente

Na análise de regime permanente, o comportamento da estrutura será analisado considerando as três etapas de operação já mencionadas, em conformidade com (1). O termo $\dot{x}(t)$ corresponde à derivada do vetor de estados da modelagem. Os termos A_n e B_n , por sua vez, relacionam-se às etapas de operação da estrutura proposta e representam, respectivamente, as matrizes de estado e de entrada das etapas.

$$\dot{x}(t) = A_n \cdot x(t) + B_n \cdot u(t). \quad (1)$$

A etapa de operação *boost* é a primeira considerada. A aplicação das leis de *Kirchhoff* culmina com a representação matricial expressada em (2), da qual decorrem as matrizes de estado (A_1) e de entrada (B_1) da etapa.

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{LP}(t)}{dt} \\ \frac{dv_{CF}(t)}{dt} \\ \frac{di_O(t)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_{LP}}{L_P} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{C_F} \\ 0 & \frac{1}{L_F} & -\frac{r_{LF}}{L_F} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{LP}(t) \\ v_{CF}(t) \\ i_O(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{PV}} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_F} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{PV}(t) \\ v_{GRID}(t) \end{bmatrix}. \quad (2)$$

Na segunda etapa de operação, *buck*, ocorre a transferência da energia armazenada em L_P para sustentar a corrente de saída e recarregar os elementos do filtro passivo CL. Em (3) tem-se a representação matricial da etapa e logo em seguida as matrizes de estado (A_2) e de entrada (B_2) resultantes.

Na última etapa de funcionamento ocorre o completo desacoplamento entre a entrada e a saída do inversor para garantir máxima qualidade da corrente injetada na rede elétrica. Em (4) está a representação matricial da etapa mencionada e suas matrizes decorrentes (A_3 e B_3).

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{LP}(t)}{dt} \\ \frac{dv_{CF}(t)}{dt} \\ \frac{di_O(t)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_{LP}}{L_P} & -\frac{1}{L_P} & 0 \\ \frac{1}{C_F} & 0 & -\frac{1}{C_F} \\ 0 & \frac{1}{L_F} & -\frac{r_{LF}}{L_F} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{LP}(t) \\ v_{CF}(t) \\ i_O(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_F} \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$\begin{bmatrix} v_{PV}(t) \\ v_{GRID}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_{LP}}{L_P} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{C_F} \\ 0 & \frac{1}{L_F} & -\frac{r_{LF}}{L_F} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{LP}(t) \\ v_{CF}(t) \\ i_O(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_F} \end{bmatrix} \quad (4)$$

A análise das etapas permite determinar o comportamento médio do sistema no modo de condução contínua (MCC). As matrizes médias de estado (A_M) e de entrada (B_M) podem ser obtidas pela soma ponderada das matrizes das etapas. A fim de garantir o armazenamento de energia no indutor L_P , a etapa de roda-livre precisa ser considerada como sendo de curta duração [18]. Desta feita, o percentual de 10% foi admitido para os cálculos médios subsequentes das equações expressas em (5) e (6). Por fim, pode-se obter a matriz de estado média (\bar{X}) pelo emprego de (7).

$$A_M = A_1 \cdot D + 0,9[A_2(1 - D)] + 0,1[A_3(1 - D)] \quad (5)$$

$$B_M = B_1 \cdot D + 0,9[B_2(1 - D)] + 0,1[B_3(1 - D)] \quad (6)$$

$$\bar{X} = (-A_M)^{-1} \cdot B_M \cdot \bar{U} \quad (7)$$

B. Análise de Pequenos Sinais

Considerando o MCC, o foco dos equacionamentos matemáticos a seguir concentra-se na modelagem de pequenas variações de corrente alternada em torno do valor médio da grandeza em questão [20], propiciando a obtenção das funções de transferência que sintetizam este comportamento. Para tanto, é feita a aplicação do teorema de Laplace em (8) para produzir (9).

$$\frac{d\tilde{x}(t)}{dt} = A_M \cdot \tilde{x}(t) + B_M \cdot \tilde{u}(t) + B_d \cdot \tilde{d}(t) \quad (8)$$

$$\tilde{X}(s) = (s \cdot I - A_M)^{-1} \cdot [B_M \cdot \tilde{U}(s) + B_d \cdot \tilde{D}(s)]. \quad (9)$$

Aplicando o princípio da superposição em (9), torna-se possível o cálculo das funções de transferência em função da razão cíclica (considerando $\tilde{U}(s) = 0$) e depois em função da matriz de entrada (considerando $\tilde{D}(s) = 0$). Deste modo:

$$G_{xu}(s) = \frac{\tilde{X}(s)}{\tilde{U}(s)} = (s \cdot I - A_M)^{-1} \cdot B_M \quad (10)$$

$$G_{xu}(s) = \begin{bmatrix} G_{I_{LP}V_{PV}}(s) & G_{I_{LP}V_{GRID}}(s) \\ G_{V_{CF}V_{PV}}(s) & G_{V_{CF}V_{GRID}}(s) \\ G_{I_{OV}V_{PV}}(s) & G_{I_{OV}V_{GRID}}(s) \end{bmatrix}. \quad (11)$$

A expansão dos termos que compõem a matriz em (11) foi efetuada por intermédio da aplicação dos valores numéricos correspondentes às grandezas físicas relacionadas no ponto de operação da planta em regime nominal. Neste contexto, a Tabela II relaciona os valores de interesse considerando as duas *strings* de entrada submetidas à CPT. A Tabela III, por sua vez, elenca valores relativos aos componentes passivos que constituem a estrutura do inversor proposto [14].

TABELA II
Parâmetros do protótipo no ponto de operação considerando as duas *strings* de entrada

Potência total das entradas PV ($P_{PV1} + P_{PV2}$)	1250 Wp + 1250 Wp
Tensão CC de entrada ($V_{PV1} = V_{PV2} = V_{PV}$)	154 V
Corrente CC de entrada ($I_{IN1} + I_{IN2}$)	14 A + 14 A
Corrente eficaz no indutor de <i>boost</i> (I_{LP})	21 A
Tensão eficaz da rede (V_{GRID})	127 V
Razão cíclica média (D)	0,7

TABELA III
Parâmetros dos componentes passivos do protótipo

Frequência de amostragem (f_s)	40 kHz
Frequência máxima de chaveamento ($f_{SW(max)}$)	20 kHz
Capacitor de entrada da <i>string</i> 1 (C_{P1})	1,33 mF
Capacitor de entrada da <i>string</i> 2 (C_{P2})	1,33 mF
Indutor de <i>boost</i> (L_P)	1,32 mH
Resistência intrínseca do indutor de <i>boost</i> (r_{LP})	25 mΩ
Ripple na corrente do indutor de <i>boost</i> (ΔI_{LP})	3 A
Indutor do filtro (L_F)	4 mH
Capacitor do filtro (C_F)	22 μF
Resistência intrínseca do indutor do filtro (r_{LF})	360 mΩ
Ripple na tensão do capacitor do filtro (ΔV_F)	30 V
Frequência de ressonância do filtro CL (f_{RES})	540 Hz

O conversor proposto trabalha com imposição de tensão senoidal no capacitor do filtro de saída (C_F) a fim de garantir a injeção de corrente senoidal na rede elétrica com distorção harmônica total (DHT) dentro de patamares normativos aceitáveis. Matematicamente, tal relacionamento pode ser obtido pela razão entre $G_{I_{OV}V_{PV}}(s)$ e $G_{V_{CF}V_{PV}}(s)$ de (11), conforme demonstrado em (12).

$$G_{I_{OV}V_{CF}}(s) = \frac{G_{xu}(s)_{(3,1)}}{G_{xu}(s)_{(2,1)}} = \frac{1}{L_f s + r_{LF}}. \quad (12)$$

A tensão imposta na saída é decorrente da imposição de corrente senoidal retificada sobre o indutor L_P . Este processo de imposição orienta a histerese e gera os pulsos de comando dos interruptores do inversor *full-bridge*. Paralelamente, à medida que oscilações de amplitude na tensão de saída ocorrem, a estratégia de controle adotada impulsiona o MPPT nas entradas FV em prol da manutenção da corrente injetada na rede. A função de transferência que relaciona apropriadamente o comportamento supramencionado pode ser determinada através da divisão de $G_{V_{CF}V_{PV}}(s)$ por $G_{I_{LP}V_{PV}}(s)$, resultando em (13).

$$G_{V_{CF}LP}(s) = \frac{G_{xu}(s)_{(2,1)}}{G_{xu}(s)_{(1,1)}} = \frac{-0,9(D-1)(r_{LF} + L_f s)}{C_f L_f s^2 + C_f r_{LF} s + 1} \quad (13)$$

IV. CONTROLE E GERENCIAMENTO DE ENERGIA

Os tópicos subsequentes visam apresentar os aspectos relacionados a técnica de MPPT empregada, a estrutura do controlador proporcional-ressonante (PR) destinado a garantir baixa DHT da corrente injetada na rede elétrica, além das técnicas de modulação empregadas no disparo dos interruptores semicondutores de potência.

A. Rastreamento da Máxima Potência nas Entradas

O desenvolvimento de um algoritmo de rastreamento de potência sempre visa extrair a máxima energia disponibilizada pelos painéis solares conectados à planta em questão para entregar todo este potencial energético ao PAC [13]. A técnica de MPPT proposta caracteriza-se como uma variação do Perturbe e Observe tradicional, sendo chamada de P&O modificado gama e tendo seu fluxograma generalizado presente na Figura 4. Nela, nota-se que uma variável denominada **gama** (γ) é incrementada ou decrementada de modo que seja determinada a amplitude da corrente de referência (I_{REF}) imposta ao indutor de *boost*, visando extrair a máxima potência disponível na entrada.

Como o processo é realizado para cada *string*, I_{REF} será dada por (14), na qual $|\text{sen}(\theta_{OUT})|$ representa a saída senoidal retificada obtida a partir do PLL (*phase-locked loop*). Tal procedimento está presente também na parte inferior da Figura 1.b.

$$I_{REF}(t) = (\gamma_1 + \gamma_2) \cdot |\text{sen}(\theta_{OUT})|. \quad (14)$$

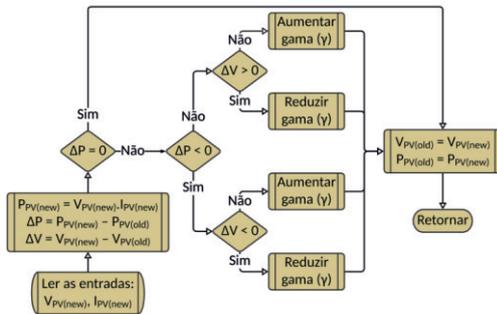


Fig. 4. Fluxograma do algoritmo P&O modificado gama.

B. Projeto do Controlador Proporcional-ressonante (PR)

Diferentemente de um PI tradicional, o controlador PR é sintonizado em torno de uma frequência central (neste caso, a própria frequência da rede), para a qual apresenta ganho tendendo ao infinito. Dentre suas características, vale mencionar uma menor susceptibilidade às variações de impedância durante a conexão com a rede e sua função de transferência equivale à transformada de Laplace de uma onda senoidal genérica [20].

Dentre os dois tipos de controladores proporcional-ressonantes existentes, o tipo 2 foi escolhido para aplicação neste projeto por possuir um fator de qualidade (ω_B) ajustável e ligeiramente mais amplo em torno do valor central de ressonância (ω_0) escolhido. Isto proporciona uma

menor sensibilidade a eventuais flutuações de frequência da rede [21]. A função de transferência do controlador PR empregado na proposta segue a estrutura apresentada em (15), na qual ζ representa o fator de amortecimento, enquanto K_P e K_I representam, respectivamente, os ganhos proporcional e integral considerados. A Tabela IV reúne os valores dos parâmetros que compõem o projeto do controlador. Cabe salientar que os ganhos K_P e K_I foram ajustados por simulação e que $\omega_B = \zeta \cdot \omega_0$.

$$C_{PR}(s) = K_P + \frac{(2 \cdot K_I \cdot \zeta \cdot \omega_0) s}{s^2 + (2 \cdot \zeta \cdot \omega_0) s + \omega_0^2} \quad (15)$$

TABELA IV
Parâmetros de projeto do controlador PR

Parâmetro	Valor
Ganho proporcional (K_P)	1
Ganho integral (K_I)	90
Fator de amortecimento (ζ)	$2,12 \cdot 10^{-2}$
Frequência de ressonância (ω_0)	377 rad/s
Fator de qualidade (ω_B)	8 rad/s

C. Controle da Corrente Injetada na Rede Elétrica

O principal objetivo do conversor proposto consiste na injeção de corrente com fator de potência unitário e baixo teor de distorção harmônica na rede elétrica. Para que isso seja possível, é preciso impor a tensão sobre o capacitor (C_F) do filtro CL de saída, de modo que o fluxo de potência ativa ocorra sempre do inversor à rede. Este é o papel do controlador PR, cuja operação decorre da imposição do formato desejado para a corrente de saída (I_O). O erro decorrente da comparação entre estas correntes (ϵ_I) alimenta o controlador e o efeito que ele produz sobre V_{CF} determina a estratégia de disparo aplicada nos interruptores do inversor *full-bridge*.

A parte superior da Figura 1.b ilustra este processo de imposição da tensão sobre C_F . Para tanto, as tensões e correntes das entradas são lidas, permitindo o cálculo das potências de cada *string* (P_{PV1} e P_{PV2}) e a obtenção do valor total de potência (P_{PV}). O valor de pico desta última pode, então, ser dividido pelo valor eficaz da tensão da rede, a fim de gerar o valor que corresponde à amplitude da corrente a ser injetada. Por fim, para que surja a referência de corrente desejada ($I_{O(REF)}$), falta apenas multiplicar este valor pela onda senoidal retificada produzida pelo PLL [13].

D. Malhas de Controle da Planta

A estrutura de controle proposta pode ser sintetizada pela representação do diagrama de blocos da Figura 5. Note-se uma porção mais interna, denominada malha de controle por histerese, definida a partir das duas malhas responsáveis pelas imposições de corrente no indutor de *boost* e de tensão no capacitor do filtro CL.

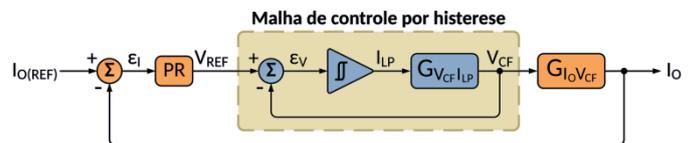


Fig. 5. Diagrama de blocos das malhas de controle do conversor.

A malha externa do diagrama focaliza o objetivo principal da topologia então desenvolvida, ou seja, a injeção de corrente na rede elétrica (I_O) com baixa DHT. De acordo com o que já foi mencionado, a diferença entre I_O e $I_{O(REF)}$ gera o erro (ϵ_I) responsável por alimentar o controlador PR, o qual, a seu tempo, produz a referência de tensão (V_{REF}) que aciona a malha de controle por histerese.

Já a malha interna recebe em sua entrada o erro de tensão (ϵ_V), fruto da diferença entre a referência produzida pelo controlador e a tensão V_{CF} . A partir daí, os dois algoritmos de MPPT e as demais metodologias de controle desenvolvidas se encarregam de gerenciar a extração da máxima potência nas entradas, de executar o processo de *boost* no indutor L_P e de aplicar a metodologia de disparo dos interruptores do inversor *full-bridge*. Tais ações conduzem à obtenção das funções de transferência da planta e à realimentação em prol do monitoramento da tensão sobre o capacitor do filtro, reintroduzindo o processo de controle por histerese.

A malha de controle por histerese precisa ser bem mais rápida do que a malha externa representada no diagrama da figura anterior. Para que isso seja verdade, é necessário que o erro de tensão em sua entrada tenda a zero ($\epsilon_V \rightarrow 0$), demonstrando uma precisão apreciável em relação à tensão imposta sobre o capacitor do filtro CL. A acurácia deste processo repercute diretamente sobre o controle da corrente injetada na rede elétrica, proporcionando-lhe um baixo conteúdo harmônico. Em todos os desenvolvimentos relacionados ao projeto do conversor proposto, esta agilidade foi considerada uma prerrogativa básica, fazendo com que a malha interna seja admitida como uma função de ganho unitário (**0 dB**).

Os gráficos dos diagramas de Bode representados na Figura 6 decorrem do cascadeamento em malha aberta entre a função de transferência do controlador PR e a principal função de transferência da planta, $C_{PR}(s)$ e $G_{IOV_{CF}}(s)$, respectivamente, considerando a malha interna uma função de ganho unitário, como já mencionado. O *Sisotool* do Matlab[®] foi a ferramenta empregada na obtenção destes diagramas, evidenciando a estabilidade de resposta do sistema.

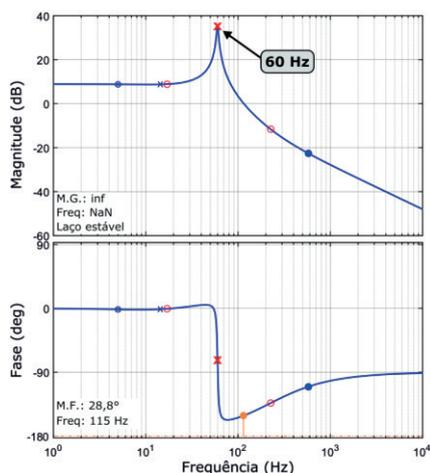


Fig. 6. Diagramas de Bode da conexão em cascata entre a função de transferência do controlador PR, $C_{PR}(s)$, e a principal função de transferência do conversor, $G_{IOV_{CF}}(s)$.

V. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

A fim de validar o sistema modelado, um protótipo foi construído para obtenção de resultados experimentais aplicando os parâmetros apresentados nas Tabelas II e III. A estrutura na parte central da Figura 7 foi testada por meio da energia fornecida pelo emulador solar de 10 kW da Regatron[®], operando com a conexão do sistema proposto à rede elétrica do laboratório.

As formas de ondas representadas nas Figuras 8.a e 8.b permitem confrontar os resultados obtidos nas simulações computacionais empreendidas com o PSIM[®] com os registros experimentais realizados no laboratório. Foram representadas abaixo a tensão da rede elétrica (V_{GRID}) e a corrente nela injetada (I_O), além da tensão sobre o capacitor do filtro CL (V_{CF}) e a corrente sobre o indutor de *boost* (I_{LP}). Na Figura 8.a estas duas últimas grandezas foram apresentadas juntamente com as referências empregadas no processo de imposição. Nos dois tipos de resultados cabe destaque para o alto fator de potência entre V_{GRID} e I_O .

As ondas registradas na Figura 9.a contribuem para o traçado do balanço energético da planta. Na parte superior da ilustração foram evidenciadas a tensão e a corrente produzidas pela *string* 1 (V_{PV} e I_{PV1}), ao passo que na parte inferior encontram-se a tensão e a corrente no PAC (V_{GRID} e I_O). Note-se ao centro a potência produzida na saída da planta (P_O), cujo valor médio alcançou a marca de 649,6 W. A Figura 9.b, por sua vez, evidencia a interface do emulador solar, ressaltando a atuação do algoritmo de MPPT com um fator de rastreamento de 99,52% e um fornecimento de potência na entrada FV da ordem de 748 W. Relacionando os dois valores de potência ora mencionados, foi possível determinar que o rendimento operacional do conversor atingiu a marca de 86,84%.

Por fim, o histograma apresentado na Figura 10 permite determinar a taxa de distorção harmônica da corrente (DHT_I) injetada na rede elétrica, assinalada em 5,89%, ao mesmo em que confronta este conteúdo espectral com os patamares estabelecidos para cada componente harmônica pela norma IEEE 1547-2008.

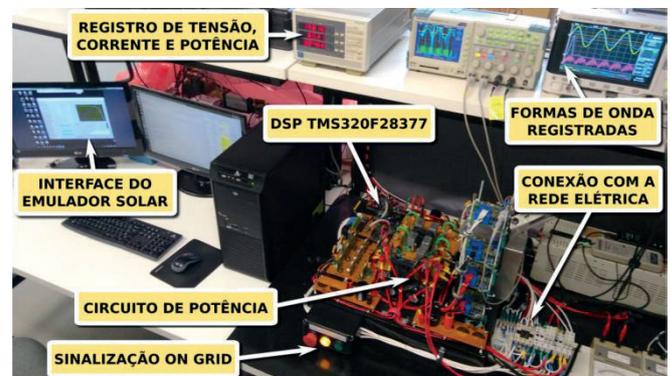


Fig. 7. Foto do protótipo durante ensaio de conexão com a rede.

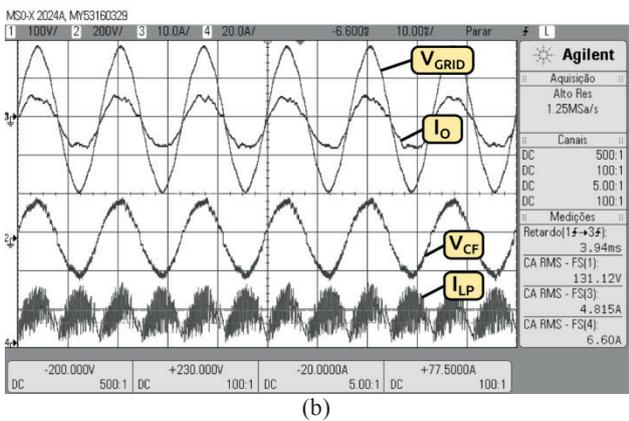
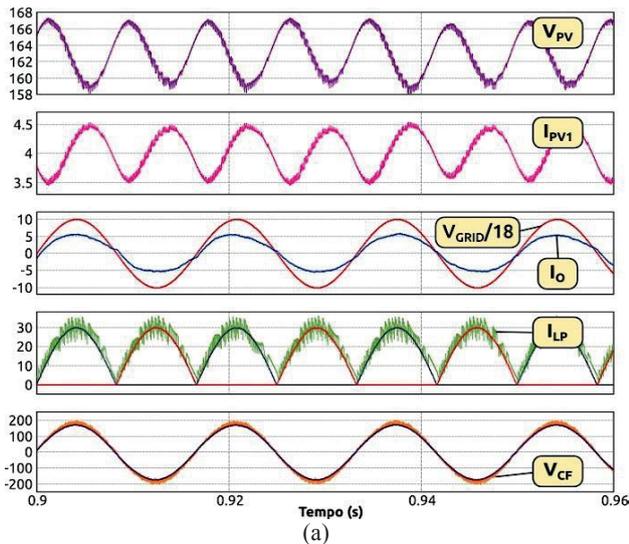


Fig. 8. Formas de onda do ensaio com uma *string* de entrada operando com 600 W/m^2 e $25 \text{ }^\circ\text{C}$. (a) Resultados computacionais obtidos com o PSIM[®]. (b) Oscilografia evidenciando o fator de potência entre V_{GRID} e I_O , além dos padrões impostos à tensão V_{CF} e à corrente I_{LP} .

A não conformidade em relação aos limites normativos de algumas poucas componentes harmônicas serve como sinalizador à necessidade de melhorias no dimensionamento do filtro CL implementado entre o conversor e a rede elétrica, o que pode ser alcançado especialmente com a elevação do indutor L_F .

VI. CONCLUSÕES

Os resultados apresentados neste artigo corroboram com a validação do conversor CSI desenvolvido como uma estrutura capaz de operar conectada à rede elétrica injetando corrente com baixo nível de distorção e em fase com a tensão da concessionária. Isto representa um passo importante na demonstração da viabilidade de implementação prática deste tipo de conversor, especialmente por considerar o fato de que já foi possível obter uma DHT_1 apenas 0,89% acima do patamar normativo de 5% estabelecido pela norma IEEE 1547-2008. Ressalta-se ainda que a busca por melhores resultados futuros neste contexto deve passar pela redução, principalmente, dos níveis harmônicos de ordem 7, 23 e 25 pelo fato destes terem se apresentado acima dos limites da norma citada.

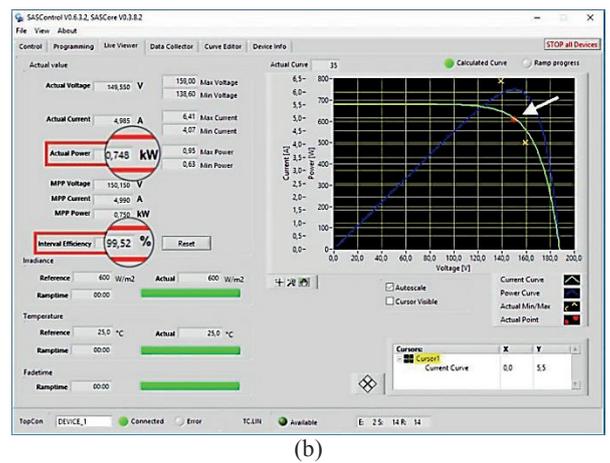
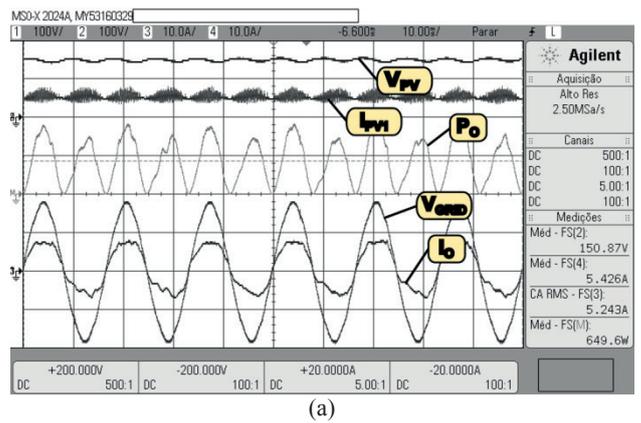


Fig. 9. Registro das potências em operação com 600 W/m^2 e $25 \text{ }^\circ\text{C}$. (a) Oscilografia da relação entre as grandezas de entrada e saída da planta com ênfase na potência de saída, P_O . (b) Interface do emulador solar evidenciando a operação no ponto de máxima potência e a potência fornecida pela *string* de entrada.

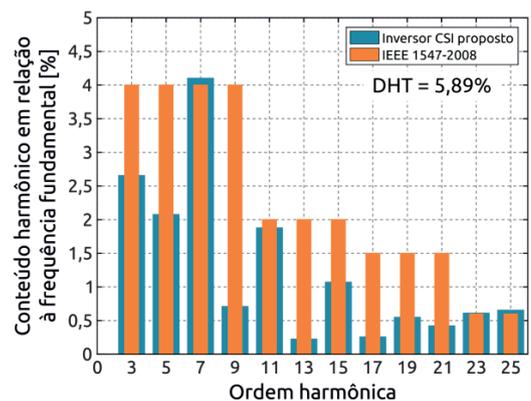


Fig. 10. Análise de DHT_1 com uso do Matlab[®] para um ciclo da corrente I_O considerando a norma IEEE 1547-2008.

Por fim, como só existe um indutor de *boost* (L_P), o conversor opera com apenas uma entrada com controle de extração de máxima potência para as duas fileiras de módulos fotovoltaicos. Para projetos que priorizem a operação com múltiplas entradas com controle independente de MPPT, o emprego de um indutor de *boost* para cada entrada se torna imperativo, a fim de garantir o armazenamento totalmente independente da energia extraída de cada fileira de módulos fotovoltaicos.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem à FAPEMIG (processo TEC – PPM-00485-17) e ao CNPq (processos 406845/2013-1 e 420602/2016-0) pelo apoio financeiro concedido.

REFERÊNCIAS

- [1] IEA, “Statistics of Energy Production from Renewables – 2016”, in *Atlas of Energy*. Disponível: <http://energyatlas.iea.org/#!/tellmap/-1076250891>.
- [2] M. Schmela, O. Schafer, “Global Market Outlook for Solar Power 2016-2020”, European Photovoltaic Industry Association, in *SolarPower Europe*. Bruxelas, Bélgica, 2017.
- [3] F. R. Martins, E. B. Pereira, and S. L. Abreu, “Satellite-derived solar resource maps for Brazil under SWERA project”, in *Solar Energy*, Elsevier, vol. 81, n° 4, p. 517-528. Setembro 2006.
- [4] T. S. Viana, R. Ruther, F. R. Martins, E. B. Pereira, “Assessing the potential of concentrating solar photovoltaic generation in Brazil with satellite-derived direct normal irradiation”, in *Solar Energy*, Elsevier, vol. 85, n° 3, p. 486-495. Janeiro 2011.
- [5] M. A. G. de Brito, *Inversores integrados monofásicos e trifásicos para aplicações fotovoltaicas: técnicas para obtenção de MPPT, detecção e proteção de ilhamento, sincronização e paralelismo com a rede de distribuição de energia elétrica*. Tese de Doutorado, Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira, Universidade Estadual Paulista (Unesp), Ilha Solteira, Brasil, 2013.
- [6] S. A. O. da Silva, L. B. G. Campanhol, V. D. Bacon, L. P. Sampaio, “Single-phase grid-connected photovoltaic system with active power line conditioning”, in *Eletrônica de Potência – SOBRAEP*, vol. 20, n° 1, p. 8-18. Fevereiro 2015.
- [7] A. Darwish, A. K. Abdelsalam, A. M. Massoud, S. Ahmed, “Single phase grid connected current source inverter: Mitigation of oscillating power effect on the grid current”, in *IET Conference on Renewable Power Generation (RPG 2011)*. 2011.
- [8] L. S. Garcia, L. C. Freitas, J. B. Viera Júnior, E. A. A. Coelho, V. J. Farias, L. C. G. de Freitas, “Single-stage Current Source Inverter with Amplified Sinusoidal Output Voltage: Analysis, Simulation and Experimental Results”, in *Eletrônica de Potência – SOBRAEP*, vol. 16, no. 3, p. 222-232. Agosto 2011.
- [9] S. Jayalath, and M. Hanif, “CL-filter design for grid-connected CSI”, in *IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*. 2015.
- [10] L. S. Garcia, G. M. Buiatti, L. C. Freitas, E. A. A. Coelho, V. J. Farias, L. C. G. de Freitas, “Dual Transformerless Single-Stage Current Source Inverter With Energy Management Control Strategy”, in *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 28, no. 10, p. 4644-4656. Outubro 2013.
- [11] R. R. de Lima, F. C. Melo, L. S. Garcia, L. C. Freitas, E. A. A. Coelho, V. J. Farias, L. C. G. de Freitas, “Design and modeling of a transformerless hybrid inverter system using a fuel cell as energy storage element for microgrids with sensitive loads”, in *IEEE 6th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems*. 2015.
- [12] S. B. Kjaer, J. K. Pedersen, and F. Blaabjerg, “A Review of Single-Phase Grid-Connected Inverters for Photovoltaic Modules”, in *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 41, no. 5, p. 1292-1306. Outubro 2005.
- [13] M. Ciobotaru, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, “Control of single-stage single-phase PV inverter”, in *European Conference on Power Electronics and Applications*, p. 10, 2005.
- [14] S. Jain, and V. Agarwal, “New current control based MPPT technique for single stage grid connected PV systems”, in *Energy Conversion & Management*, Elsevier, vol. 48, n° 2, p. 625-644. Maio 2006.
- [15] B. Prasad, S. Jain, and V. Agarwal, “Universal single-stage grid-connected inverter”, in *IEEE Trans. on Energy Conversion*, vol. 23, no. 1, p. 128-137. Março 2008.
- [16] *IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems*, IEEE Std. 519, 2014.
- [17] *Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional*, PRODIST, mod. 3, rev. 7, 2017.
- [18] M. de Brito, L. P. Sampaio, M. G. Alves, C. A. Canesin, “Inversor buck-boost tri-state integrado trifásico para aplicações fotovoltaicas”, in *Eletrônica de Potência – SOBRAEP*, vol. 19, no. 1, p. 81-89. Fevereiro 2014.
- [19] L. S. Garcia, *Inversores dual de único estágio aplicado ao gerenciamento de energia através de um módulo fotovoltaico e uma célula a combustível*. Tese de Doutorado, Faculdade de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia, Brasil, 2015.
- [20] F. C. Melo, L. S. Garcia, L. C. Freitas, E. A. A. Coelho, V. J. Farias, L. C. G. de Freitas, “Proposal of a Photovoltaic AC-Module With a Single-Stage Transformerless Grid-Connected Boost Microinverter”, in *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 3, p. 2289-2301. Março 2018.
- [21] E. N. Chaves, E. A. A. Coelho, H. T. M. Carvalho, L. C. G. de Freitas, J. B. Viera Júnior, L. C. Freitas, “Projeto de controlador baseado no modelo interno com 1 grau de liberdade utilizado em injeção de potência ativa na rede monofásica a partir de geração fotovoltaica”, in *Eletrônica de Potência – SOBRAEP*, vol. 20, no. 2, p. 172-184. Maio 2015.

DADOS BIOGRÁFICOS

Rodrigo Rimoldi de Lima nasceu em Ribeirão Preto-SP, Brasil, em 1980. Recebeu os títulos de bacharel e mestre em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Uberlândia (UFU) em 2005 e 2007, respectivamente. Nesta mesma instituição está concluindo o curso de doutorado em Engenharia Elétrica, estando vinculado ao Núcleo de Pesquisa em Eletrônica de Potência (NUPEP). Sua atuação

em pesquisa relaciona-se a inversores de estágio único, reguladores de tensão, energias renováveis, *smart-grids* e sistemas microcontrolados. Atualmente é professor efetivo da Universidade Federal do Triângulo Mineiro (UFTM), em Uberaba-MG, instituição na qual atua desde 2013.

Fernando Cardoso Melo nasceu em Uberlândia-MG, Brasil, em 1989. Graduiu-se em Engenharia Elétrica e recebeu os títulos de mestre e doutor pela Universidade Federal de Uberlândia em 2012, 2014 e 2017, respectivamente. Atualmente é professor efetivo na Universidade de Brasília (UnB). Suas pesquisas concentram-se em energias renováveis, inversores de estágio único, sistemas fotovoltaicos isolados e conectados à rede elétrica, técnicas de MPPT (*maximum power point tracking*), microinversores, conversores *boost* e correção do fator de potência.

Luiz Carlos Gomes de Freitas nasceu em Uberlândia-MG, em 1976. Possui graduação em Engenharia Elétrica com ênfase em Eletrotécnica (2001) pela Universidade Federal de Uberlândia, instituição onde também obteve os títulos de mestre e doutor (2003 e 2006, respectivamente) e da qual é professor efetivo atualmente. Atua na coordenação e orientação direta de trabalhos no Núcleo de Pesquisa em Eletrônica de Potência. Suas temáticas de pesquisas estão relacionadas às técnicas de correção ativa de fator de potência, retificadores híbridos, qualidade da energia, conversores estáticos e técnicas de controle em sistemas alimentados por fontes renováveis e microrredes, energia fotovoltaica. Em 2012 recebeu o *Prize Paper Award* da IEEE *Industry Society Application Society - Industrial Automation and Control Committee* pelas contribuições no campo de retificadores híbridos.

Gustavo Brito de Lima nasceu em Ibiassucê-BA, Brasil, em 1986. É graduado em Engenharia Elétrica com ênfase em Sistemas de Energia pela Universidade Federal de Uberlândia, instituição na qual também obteve os títulos de mestre e doutor nos anos de 2009, 2011 e 2015, respectivamente. Atualmente é professor efetivo desta mesma instituição, além de atuar como pesquisador colaborador no Núcleo de Pesquisa em Eletrônica de Potência. Suas experiências estão relacionadas à conversão e retificação de energia elétrica, especialmente em relação aos seguintes temas: retificadores híbridos, correção de fator de potência e *smart-grids*.

Danillo Borges Rodrigues nasceu em Uberlândia-MG, Brasil, em 1986. Recebeu os títulos de bacharel, mestre e doutor em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Uberlândia em 2011, 2013 e 2016, respectivamente. Atualmente é professor na Universidade Federal do Triângulo Mineiro. Suas áreas de interesse incluem retificadores híbridos, técnicas de controle digitais, mitigação de conteúdos harmônicos de corrente, compensação de afundamentos de tensão e estudos de microrredes CC.

Lucas Pereira Pires nasceu em Catalão-GO, Brasil, em 1992. Recebeu o título de bacharel em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal do Triângulo Mineiro (UFTM) em 2014. Desenvolveu seus estudos de mestrado no NUPEP-UFTM em 2016 na área de inversores bidirecionais. Concluiu seus estudos de doutorado 2019 na área de extração global de máxima potência de módulos fotovoltaicos. Atualmente é professor na Universidade Federal do Triângulo Mineiro. Seus principais interesses envolvem estudos de microrredes CC, além do desenvolvimento de inversores com foco em sistemas fotovoltaicos conectados e desconectados da rede elétrica.