



Received April 01, 2025; accepted July 22, 2025; Date of publication August 14, 2025.
 The review of this paper was arranged by Associate Editor Victor F. Mendes and Editor-in-Chief Heverton A. Pereira.

Digital Object Identifier <http://doi.org/10.18618/REP.e202545>

Conversor Estático Híbrido para Sistemas de Geração Solar Fotovoltaica com Armazenamento de Energia

Junior F. Mallmann¹, Felipe B. Grigoletto^{1,*}

¹Universidade Federal do Pampa, Alegrete – RS, Brasil
 Laboratório de Processamento de Energia e Controle - LAPEC.

e-mail: junior.fmallmann@gmail.com; felipegrigoletto@unipampa.edu.br*.
 * Corresponding author.

RESUMO Neste artigo é proposto um novo conversor híbrido monofásico que integra o processamento de energia solar fotovoltaica com um sistema de armazenamento em banco de baterias para o suprimento de cargas em corrente alternada. A topologia proposta apresenta um número reduzido de chaves semicondutoras em comparação com estruturas convencionais empregadas em sistemas fotovoltaicos. O princípio de operação, o projeto dos dispositivos e a modelagem dinâmica são descritos em detalhes. Além disso, uma estratégia de modulação é apresentada para gerar os sinais de acionamento do conversor. Adicionalmente, propõe-se um sistema de controle capaz de garantir a operação desacoplada entre as três portas do conversor. Por fim, resultados de simulação e experimentais são apresentados para validar e verificar a praticabilidade do conversor proposto.

PALAVRAS-CHAVE Sistemas Solares Fotovoltaicos, Conversores Híbridos, Armazenamento de energia,

Hybrid Static Converter For Photovoltaic Solar Generation Systems With Energy Storage

ABSTRACT This paper proposes a new hybrid single-phase converter that integrates photovoltaic solar energy processing with a battery storage system to supply alternating current loads. The proposed topology employs a reduced number of semiconductor switches compared to conventional structures commonly used in photovoltaic systems. The operating principle, component design, and dynamic modeling are described in detail. A modulation strategy is also introduced to generate the converter's switching signals. Furthermore, a control system is developed to ensure decoupled operation among the converter's three ports. Simulation and experimental results are presented to validate the effectiveness and feasibility of the proposed converter.

KEYWORDS Solar Photovoltaic systems, Hybrid converters, Energy Storage.

I. INTRODUÇÃO

A energia solar fotovoltaica (FV) tem se destacado como uma das principais fontes renováveis na transição energética global, impulsionada pela busca por alternativas sustentáveis e pela necessidade de reduzir a dependência de combustíveis fósseis [1], [2]. Atualmente, a expansão de fontes de energias renováveis, bem como a integração dessas fontes com sistemas de armazenamento de energia, são aspectos imprescindíveis para a operação de microredes de energia [2].

Em particular, os sistemas de geração solar FV apresentam diversas vantagens, tais como: baixa emissão de ruído, reduzido impacto ambiental — uma vez que não geram resíduos poluentes durante a operação —, longa vida útil, além de modularidade e escalabilidade [3]–[5]. Entretanto, a energia solar fotovoltaica apresenta desafios inerentes à sua natureza intermitente, pois é diretamente influenciada por fatores climáticos. Nesse sentido, a integração do sistema de geração com elementos armazenadores de energia contribui para reduzir incertezas e aumentar a confiabilidade do sistema [6].

A integração de sistemas de armazenamento com a geração FV, de maneira convencional, envolve múltiplos estágios de processamento de energia. Em geral, sistemas de geração de baixa potência requerem um estágio CC-CC elevador de tensão para garantir os níveis adequados aos demais estágios de conversão. O estágio de interface com o armazenamento, por sua vez, necessita de um conversor CC-CC bidirecional para carga e descarga do banco de baterias. Por fim, um conversor CC-CA é responsável por fornecer energia em corrente alternada às cargas ou à rede elétrica [7].

Diversos trabalhos têm sido propostos na literatura com o intuito de integrar múltiplos estágios de conversão em um único conversor [8]–[11]. Em [8], é proposto um conversor trifásico que alia a função de elevação de tensão com a de inversão em um único módulo, composto por uma ponte trifásica convencional de seis chaves e três diodos adicionais. Essa topologia é adequada para o processamento de energia proveniente de sistemas solares FV, mas não permite a bidirecionalidade de corrente necessária para integração com bancos de baterias. Já em [9], é proposto um conversor monofásico com uma porta CA e uma porta CC, sendo esta

última bidirecional, o que viabiliza a inserção do sistema de armazenamento de energia. No entanto, a topologia carece de uma terceira porta dedicada ao processamento da energia solar FV.

Em [10], é apresentada uma família de conversores híbridos baseados em topologias boost, capazes de fornecer energia simultaneamente para saídas em CA e CC. Essas topologias se destacam por demandarem menos interruptores e por apresentarem elevada densidade de potência, além de maior confiabilidade, devido à proteção inerente contra condições de *shoot-through*. Contudo, a saída CC não é reversível, o que torna a topologia inadequada para integração com sistemas de armazenamento de energia.

Um conversor multiportas magneticamente acoplado, visando interligar sistemas em corrente alternada com múltiplos barramentos CC é proposto em [12]. A topologia utiliza um indutor acoplado, o que pode aumentar o volume do sistema. Ainda assim, a proposta é adequada para mitigar correntes de fuga e atender às exigências de segurança de instalações, conforme regulamentos normativos.

Neste artigo, é proposta uma nova topologia de conversor híbrido voltada a sistemas de geração de energia renovável. O conversor proposto apresenta as seguintes funcionalidades: (i) processamento de energia proveniente de módulos solares fotovoltaicos; (ii) armazenamento de energia em banco de baterias; (iii) fornecimento de energia em corrente alternada para cargas ou integração com a rede elétrica.

A topologia realiza todas essas funções em um único estágio de conversão, utilizando um número reduzido de interruptores de potência. O restante do artigo está organizado da seguinte forma: A Seção II apresenta a topologia proposta, descrevendo os modos de operação, a modelagem, a estratégia de modulação e o projeto dos dispositivos de potência. A Seção III detalha os modos de operação e o sistema de controle do conversor. A Seção IV apresenta os resultados de simulação e os resultados experimentais. Por fim, a Seção V traz as conclusões do trabalho.

II. TOPOLOGIA PROPOSTA

A. Descrição dos estados de comutação

A forma convencional de processamento de energia oriunda de sistemas solares FV de baixa potência com armazenamento de energia emprega três conversores: um conversor *boost* para elevação de tensão, um conversor com dupla função *buck/boost* para interface com as baterias e um estágio inversor. Os três estágios de conversão totalizam sete interruptores de potência e um diodo, conforme a Figura 2. Por sua vez, o conversor proposto, representado na Figura 1, agrupa essas funções de forma integrada, dispondo de cinco interruptores de potência e dois diodos. Em relação aos dispositivos passivos, o conversor proposto utiliza quatro capacitores e três indutores, quantidade equivalente à da topologia convencional ilustrada na Figura 2.

Quanto à forma de operação do conversor, as chaves S_1 e S_2 são acionadas de forma complementar. Por outro lado, S_3

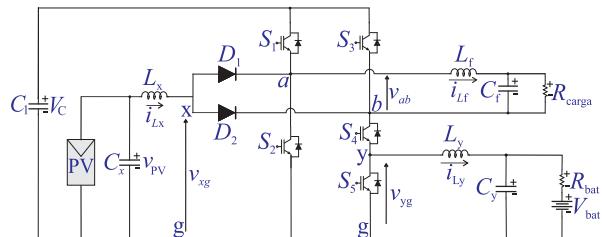


FIGURA 1. Conversor híbrido proposto.

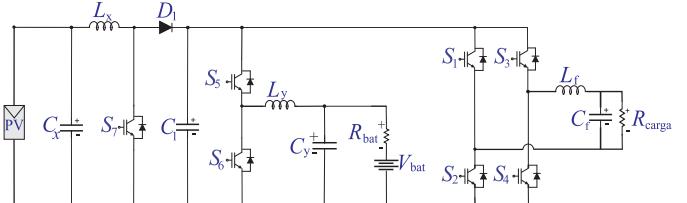


FIGURA 2. Topologia convencional com três estágios distintos: conversor elevador de tensão do sistema PV, conversor elevador-rebaixador de interface com as baterias e inversor.

e S_5 são acionadas de forma independente enquanto que o acionamento da chave S_4 obedece a seguinte função lógica: $S_4 = \overline{S_3} \cdot S_5$. A Tabela 1 apresenta os estados de comutação do conversor, onde são mostrados os sinais lógicos das chaves, bem como as tensões v_{ab} , v_{xy} e v_{yg} . Estas tensões estão representadas na Tabela normalizadas pela tensão do barramento CC (V_C).

A Figura 3 mostra os estados de comutação da topologia proposta e uma breve descrição é realizada a seguir. No **Estado A**, o indutor L_x acumula energia por meio da condução de D_2 , S_4 e S_5 , que o colocam em paralelo com a fonte FV de entrada. O indutor L_y também acumula energia, pois está em paralelo com a bateria. A tensão na saída é igual à tensão do barramento CC, ou seja $v_{ab}=V_C$. No **Estado B**, L_x entrega energia ao barramento CC por meio da condução de D_1 , S_1 , D_2 e S_3 , enquanto que L_y acumula energia. A tensão de saída é igual a zero neste estado. No **Estado C** de comutação, os dispositivos: D_1 , S_1 , S_3 e S_4 estão em condução e ambos os indutores L_x e L_y entregam energia ao barramento CC, enquanto que a tensão de saída é nula. No **Estado D**, os dispositivos: D_1 , D_2 , S_2 , S_4 e S_5 estão em condução e ambos os indutores L_x e L_y estão acumulando energia. A tensão de saída neste estado é nula. No **Estado E**, ambos os indutores estão acumulando energia, enquanto que a tensão de saída é negativa, ou seja $v_{ab}=-V_C$. Finalmente, no **Estado F**, o indutor L_x acumula energia, enquanto que o indutor L_y entrega energia ao capacitor C_1 . A tensão de saída neste estado também é negativa.

B. Estratégia de modulação

A técnica de modulação por comparação com portadora é uma excelente opção para a síntese de sinais de comando de conversores devido a simplicidade de implementação. A adição de uma componente de modo comum aos sinais modulantes através de abordagem geométrica pode ser uti-

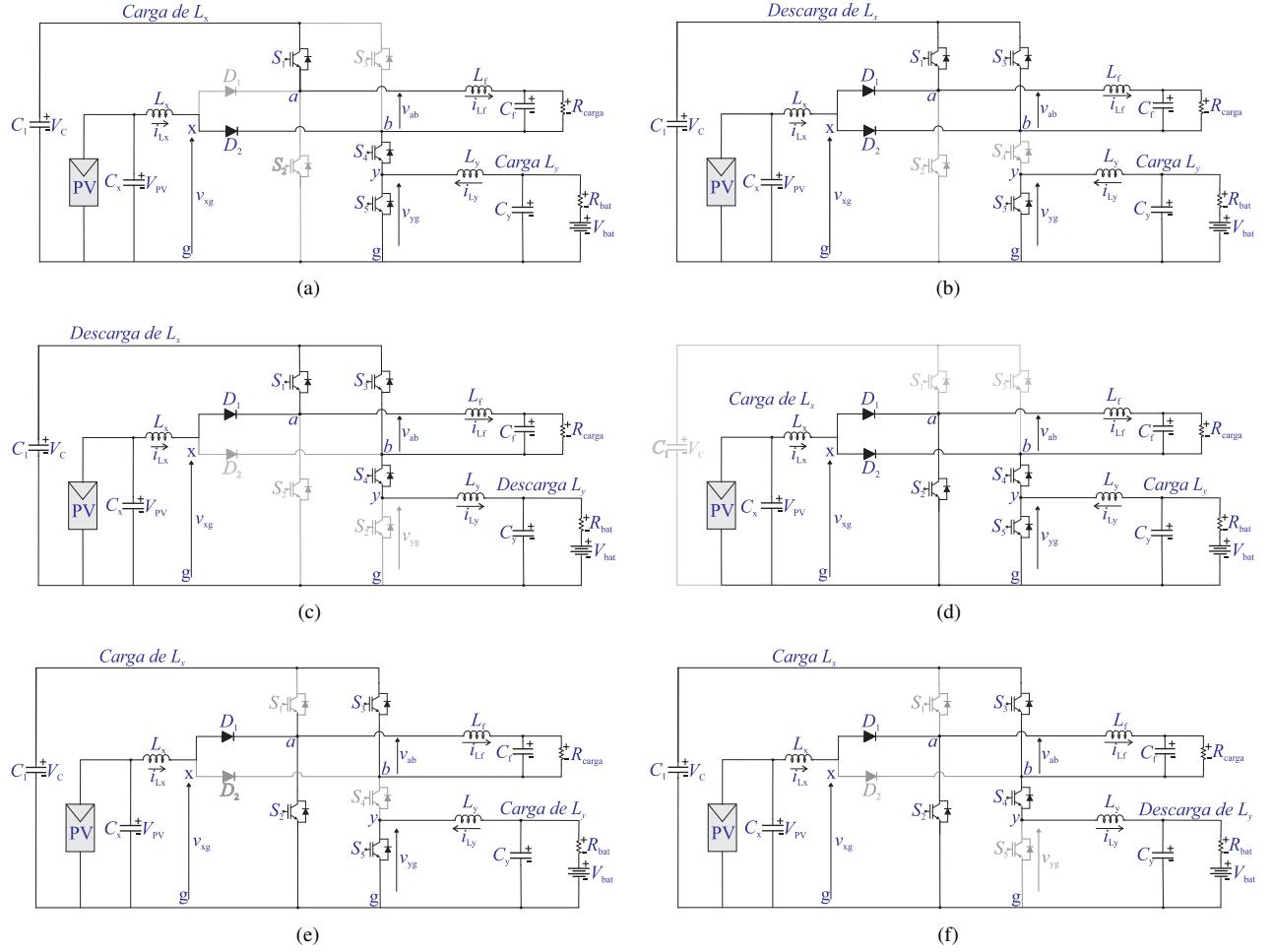


FIGURA 3. Estados de comutação do conversor. (a) A. (b) B. (c) C. (d) D. (e) E. (f) F.

TABELA 1. Estados de comutação do conversor proposto.

S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	$\frac{v_{ab}}{V_C}$	$\frac{v_{xg}}{V_C}$	$\frac{v_{yg}}{V_C}$	Estado
1	0	0	1	1	1	0	0	A
1	0	1	0	1	0	1	0	B
1	0	1	1	0	0	1	1	C
0	1	0	1	1	0	0	0	D
0	1	1	0	1	-1	0	0	E
0	1	1	1	0	-1	0	1	F

lizada para melhorar o desempenho do conversor em termos de conteúdo harmônico de saída, perdas de comutação, maximização da tensão do barramento CC, entre outros [13], [14].

Seja uma tensão v_{ab}^* de referência a ser sintetizada na saída CA, normalizada pela tensão do barramento CC V_C dada por:

$$v_{ab}^* = m \sin(\omega \cdot t), \quad (1)$$

onde m é o índice de modulação CA. Os sinais modulantes v_{ag}^* e v_{bg}^* podem ser relacionados com v_{ab}^* da seguinte forma:

$$\begin{bmatrix} v_{ab}^* \\ v_o^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{ag}^* \\ v_{bg}^* \end{bmatrix}, \quad (2)$$

onde, v_o^* é um grau de liberdade adicional para tornar única a relação expressa em (2). A escolha de v_o^* para garantir a operação do conversor dentro da região linear é:

$$\begin{cases} 0 \leq v_{ag}^* \leq v_C \\ 0 \leq v_{bg}^* \leq v_C. \end{cases}, \quad (3)$$

Uma possível escolha para v_o^* que atenda (3) é dada por (4):

$$v_o^* = \min(v_{ag}^*, v_{bg}^*), \quad (4)$$

Desta forma, os sinais modulantes podem ser escritos da seguinte forma:

$$\begin{aligned} v_{ag}^* &= \frac{v_{ab}^*}{2} + v_o^* + v_{xg}, \\ v_{bg}^* &= -\frac{v_{ab}^*}{2} + v_o^* + v_{xg}. \end{aligned} \quad (5)$$

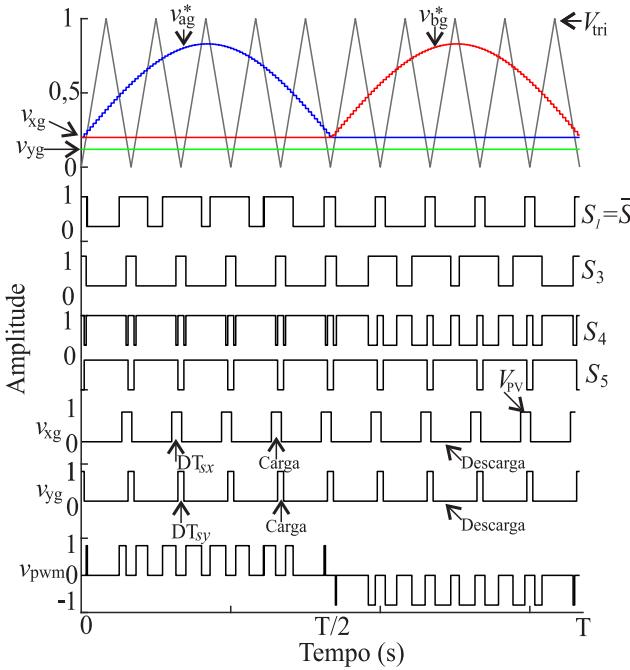


FIGURA 4. Diagrama com sinais modulantes, portadora, sinais de comando das chaves e tensões de saída.

onde v_{xg} é uma variável de controle associada a carga e descarga do indutor L_x . Por outro lado, v_{yg} é uma variável associada a carga e descarga do indutor L_y .

A Figura 4 mostra um diagrama com os sinais modulantes, sinal portador triangular, sinais de comando para os interruptores e tensões de saída. Note que a razão cíclica associada à carga e descarga dos indutores L_x e L_y são constantes, sendo que V_C é a tensão no barramento CC do conversor e V_{pwm} é a tensão PWM antes de passar pelo filtro na saída CA do conversor. Desta forma, a corrente dos indutores e a tensão do barramento CC apresentam somente componentes harmônicos de alta frequência.

Para que o conversor opere de acordo com os possíveis estados de comutação da Tabela 1, as seguintes condições devem ser atendidas:

$$\begin{aligned} v_{yg} &< v_{xg} \\ m &\leq 1 - v_{xg} \end{aligned} \quad (6)$$

É importante destacar que o barramento CC deve ser unicamente controlado por uma das duas interfaces: FV ou baterias. Desta forma, o sistema FV pode operar em extração de máxima potência ou controlando o barramento CC. Já a interface com o banco de baterias, pode controlar a tensão do barramento CC ou controlar a tensão das baterias. Em ambas as formas de operação, a corrente da bateria deve ser controlada. Por fim, a tensão sobre a carga CA é controlada independentemente dos outros sistemas de controle.

C. Modelagem dinâmica

A modelagem dinâmica de pequenos sinais em espaços de estados é realizada de forma independente para cada uma

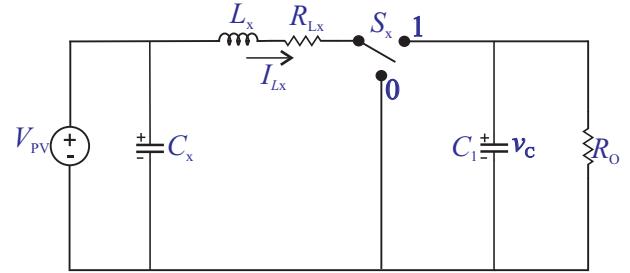


FIGURA 5. Modelo simplificado da interface com a fonte FV.

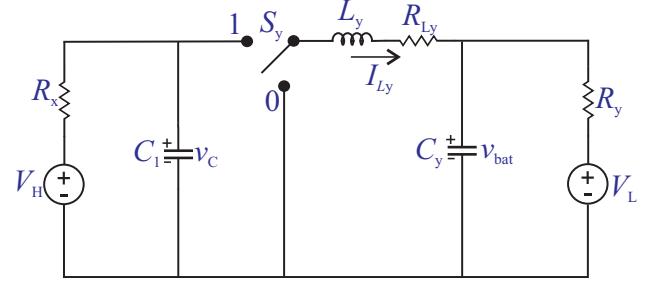


FIGURA 6. Modelo simplificado de interface com as baterias.

das três portas do conversor [15]. Os estados de operação do conversor podem ser analisados de forma simplificada por meio dos circuitos das Figuras 5 e 6.

A Figura 5 mostra o circuito simplificado do conversor com a interface com a fonte FV. Quando os interruptores S_2 ou S_4 estiverem em condução; que corresponde aos estados A, D, E e F, ocorre a carga do indutor L_x . Já os estados B e C representam a descarga de L_x . Desta forma, o modelo de chave S_x é adotado para representar os estados de carga e descarga do indutor L_x no circuito da Figura 5, sendo que nesta figura o R_o representa a resistência virtual do barramento do conversor Boost de modo que o mesmo consiga operar como Boost e elevar a tensão gerada pelos painéis fotovoltaicos.

A Figura 6 mostra o circuito simplificado do conversor com a interface com o banco de baterias. A fonte V_L representa a tensão interna do banco de baterias e V_H é uma fonte para modelagem do barramento CC. Sempre que S_5 estiver em condução, que corresponde aos estados A, B, D e E, ocorre a carga do indutor L_y . Nos demais estados de operação, ocorre a descarga deste indutor. O modelo da chave S_y é adotado para representar os estados de carga e descarga do indutor L_y , sendo que R_X e V_H representam para fins de modelagem, respectivamente, a resistência e tensão associada ao barramento CC.

Seja o seguinte modelo em espaços de estados para as portas CC do conversor,

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}(t) &= \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{B}\hat{\mathbf{u}}(t) + \{(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2)\mathbf{X} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2)\mathbf{X}\}\hat{d}(t) \\ \hat{\mathbf{y}}(t) &= \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{E}\hat{\mathbf{u}}(t) + \{(\mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2)\mathbf{X} + (\mathbf{E}_1 - \mathbf{E}_2)\mathbf{U}\}\hat{d}(t) \end{aligned} \quad (7)$$

onde o vetor $\mathbf{x}(t)$ contém as variáveis de estado, $\mathbf{u}(t)$ é o vetor das entradas e $\mathbf{y}(t)$ contém as saídas. A equação descrita em (7) é aplicada aos modelos da Figuras 5 e 6.

Desta forma as variáveis recebem o subscrito x (\mathbf{x}_x , \mathbf{u}_x) para o primeiro modelo e recebem os subscritos y para o segundo modelo (\mathbf{x}_y , \mathbf{u}_y).

As matrizes \mathbf{A} , \mathbf{B} , \mathbf{C} e \mathbf{D} são obtidas a partir das etapas de operação do conversor:

$$\begin{aligned}\mathbf{A}_{\{x,y\}} &= \mathbf{A}_1_{\{x,y\}} D_{\{x,y\}} + \mathbf{A}_2_{\{x,y\}} D'_{\{x,y\}} \\ \mathbf{B}_{\{x,y\}} &= \mathbf{B}_1_{\{x,y\}} D_{\{x,y\}} + \mathbf{B}_2_{\{x,y\}} D'_{\{x,y\}} \\ \mathbf{C}_{\{x,y\}} &= \mathbf{C}_1_{\{x,y\}} D_{\{x,y\}} + \mathbf{C}_2_{\{x,y\}} D'_{\{x,y\}} \\ \mathbf{E}_{\{x,y\}} &= \mathbf{E}_1_{\{x,y\}} D_{\{x,y\}} + \mathbf{E}_2_{\{x,y\}} D'_{\{x,y\}}\end{aligned}\quad (8)$$

As variáveis de estados e as entradas para cada um dos circuitos são:

$$\begin{aligned}\hat{\mathbf{x}}_x &= [\hat{i}_L \quad \hat{v}_C]^T; \hat{\mathbf{u}}_x = [V_{PV} \quad \hat{d}_x]^T \\ \hat{\mathbf{x}}_y &= [\hat{i}_L \quad \hat{v}_C \quad \hat{v}_{bat}]^T; \hat{\mathbf{u}}_y = [V_H \quad V_L \quad \hat{d}_y]^T\end{aligned}\quad (9)$$

Além disso, \mathbf{A}_1 , \mathbf{B}_1 , \mathbf{C}_1 e \mathbf{E}_1 são as matrizes da primeira etapa de operação e \mathbf{A}_2 , \mathbf{B}_2 , \mathbf{C}_2 e \mathbf{E}_2 são as matrizes da segunda etapa. As matrizes que descrevem o modelo de espaços de estados da Figura 5 são mostradas em (10) e (11).

$$\mathbf{A}_x = \begin{bmatrix} -\frac{R_{Lx}}{L_x} & -\frac{D'_x}{L_x} \\ \frac{1}{C_x} & \frac{-1}{R_o \cdot C_x} \end{bmatrix}, \mathbf{B}_x = \begin{bmatrix} \frac{\left(\frac{V_{PV} \cdot D'_x}{L_x^2 \cdot C_x}\right)}{\left(\frac{R_{Lx}}{R_o \cdot L_x \cdot C_x}\right) + \left(\frac{(D'_x)^2}{L_x \cdot C_x}\right)} \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (10)$$

$$\mathbf{A}_y = \begin{bmatrix} -\frac{R_{Ly}}{L_y} & \frac{D_y}{L_y} & -\frac{1}{L_y} \\ -\frac{D_y}{C_y} & -\frac{1}{R_1 \cdot C_x} & 0 \\ \frac{1}{C_y} & 0 & -\frac{1}{R_2 \cdot C_y} \end{bmatrix}, \mathbf{B}_y = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{1}{R_1 \cdot C_x} & 0 \\ 0 & \frac{1}{R_2 \cdot C_y} \end{bmatrix}, \quad (11)$$

As funções de transferência a serem empregadas nos projetos dos controladores podem ser obtidas a partir dos modelos em espaço de estados da seguinte forma:

$$\frac{\hat{y}_{\{x,y\}}}{\hat{\mathbf{u}}_{\{x,y\}}} = \mathbf{G}_{\{x,y\}} = [\mathbf{C}_{\{x,y\}} (s\mathbf{I} - \mathbf{A}_{\{x,y\}}) \mathbf{B}_{\{x,y\}} + \mathbf{E}_{\{x,y\}}]. \quad (12)$$

As funções de transferência das plantas utilizadas para o posterior projeto dos controladores, podem ser obtidas numericamente tendo como base (13) e (14) que engloba as todas funções de transferência.

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_{Ly} \\ \hat{v}_C \\ \hat{v}_{bat} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{11} & G_{12} & G_{13} \\ G_{21} & G_{22} & G_{23} \\ G_{31} & G_{32} & G_{33} \end{bmatrix}_y \cdot \begin{bmatrix} V_H \\ V_L \\ \hat{d}_y \end{bmatrix}, \quad (13)$$

$$\begin{bmatrix} \hat{v}_C(t) \\ \hat{i}_{Lx}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{11} & G_{12} \\ G_{21} & G_{22} \end{bmatrix}_x \cdot \begin{bmatrix} V_{PV} \\ \hat{d}_x \end{bmatrix}, \quad (14)$$

Assim, por exemplo, a função de transferência que relaciona a corrente I_{Ly} , em função da razão cíclica \hat{d} é $G_{i_L \hat{d}_y} = G_{13y}$. Já as funções de transferência que relacionam \hat{v}_{bat} por \hat{i}_{Ly} e \hat{v}_C por \hat{i}_{Ly} pode ser obtida por (15) e (16), respectivamente.

$$G_{\hat{v}_{bat} \hat{i}_L} = \frac{\hat{v}_{bat} / \hat{d}_y}{\hat{i}_{Ly} / \hat{d}_y} = \frac{G_{33y}}{G_{13y}}, \quad (15)$$

$$G_{\hat{v}_{bat} \hat{i}_L} = \frac{\hat{v}_C / \hat{d}_y}{\hat{i}_{Ly} / \hat{d}_y} = \frac{G_{23y}}{G_{13y}}. \quad (16)$$

D. Dimensionamento dos capacitores e indutores

O capacitor C_y é utilizado para reduzir as ondulações de tensão na bateria. Este capacitor pode ser determinado por:

$$C_y = \frac{\Delta I_{Ly}}{8f_s \cdot \Delta V_{Cy}}, \quad (17)$$

onde ΔV_C é o *ripple* de tensão no capacitor. O indutor L_y de interface com a bateria é utilizado para redução do *ripple* de corrente pode ser calculado através de (18).

$$L_y = \frac{V_{Ly} \cdot (V_{bat} - V_{CC})}{\Delta I_{Ly} \cdot f_s \cdot V_C \cdot \left(\frac{P_{máx}}{V_L}\right)}, \quad (18)$$

onde ΔI_{max} é o *ripple* de corrente no indutor, que é dado pela multiplicação do *ripple* pela corrente máxima que flui para a bateria, e ΔV_L é o *ripple* de tensão no capacitor.

O capacitor do barramento CC é projetado para absorver as ondulações de baixa frequência oriundas da alimentação CA e pode ser calculado de acordo com (19).

$$C_1 = \frac{I_g \cdot M}{2 \cdot \omega \cdot \Delta V_c}, \quad (19)$$

O indutor de interface com o sistema FV L_x é dimensionado para atenuar a ondulação na frequência de comutação do conversor. É importante destacar que não há componentes harmônicas de baixa frequência nas correntes i_{Lx} e i_{Ly} , devido as razões cíclicas associadas a carga e a descarga dos indutores não apresentarem apenas componentes CC em regime permanente. O projeto L_x é dado por:

$$L_x = \frac{V_{PV} \cdot D_x}{f_s \cdot \Delta I_{Lx}}, \quad (20)$$

Segundo a norma NBR16145, os acumuladores de íons de lítio devem possuir uma ondulação máxima de tensão de até 1% e a corrente deve ser no máximo de 5 A para cada 100 Ah da capacidade nominal(C_{10}) [16].

A limitação das correntes de fuga são um problema que deve ser levado em consideração em aplicações práticas, por questões de segurança em sistemas de geração fotovoltaica. No intuito de minimizar essas correntes, pode-se implementar um filtro de modo comum no circuito de interface com a saída CA, sendo que C_1 e C_2 são as capacitâncias e L_{mt} é a indutância mútua do filtro. Além disso, também podem ser acrescentados fusíveis para a proteção da topologia proposta, conforme mostrado na Figura 7.

E. Esforços de corrente nos dispositivos semicondutores

A Tabela 2 apresenta os esforços de corrente nos diodos e nas chaves do conversor, onde I_{Lf} é a máxima corrente na saída CA, I_{Lx} é a corrente do sistema FV e I_{Ly} é a corrente da bateria.Já I_{D1} e I_{D2} são as correntes máximas nos diodos de entrada, e I_{DS1}, \dots, I_{DS5} são as correntes máximas dos diodos em anti-paralelo com as chaves. A carga

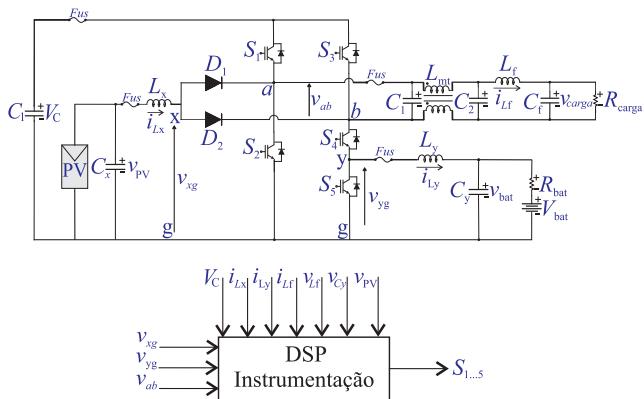


FIGURA 7. Topologia do conversor proposto com proteções gerais e filtro de modo comum.

e a descarga da bateria influenciam o sinal da corrente que pode ser definida fatores de λ_1 e λ_2 indicados na Tabela 2.

TABELA 2. Esforços de corrente nos dispositivos semicondutores.

Corrente	Valor Máximo
$I_{S1}, I_{S3}, I_{D1}, I_{D2}$	I_{Lf}
I_{DS1}	$I_{Lf} + \frac{I_{Lx}}{2}$
I_{S2}, I_{DS2}	$I_{Lf} + I_{Lx}$
I_{DS3}	$I_{Lf} + \frac{I_{Lx}}{2} + I_{Ly}$
I_{S4}, I_{DS5}	$I_{Lf} + I_{Lx} + \lambda_1 \cdot I_{Ly}$
I_{DS4}, I_{S5}	$I_{Lf} + I_{Lx} + \lambda_2 \cdot I_{Ly}$

Os fatores λ_1 e λ_2 assumem valores de acordo com (21), em que $\text{sign}(I_{Ly}) = 1$ é válida nos modos de operação que o banco de baterias é carregado e $\text{sign}(I_{Ly}) = -1$ é válido quando o banco de baterias é descarregado.

$$\begin{aligned}\lambda_1 &= 0, 5 \cdot [1 - \text{sign}(I_{Ly}^*)] \\ \lambda_2 &= 0, 5 \cdot [1 + \text{sign}(I_{Ly}^*)]\end{aligned}\quad (21)$$

III. MODOS DE OPERAÇÃO E CONTROLE DO CONVERSOR

A. Descrição dos controladores

O controle do conversor é realizado por meio de um sistema multimalhas. Para o controle da tensão da bateria é empregado o controlador multimalhas mostrado na Figura 8 (a). Na malha externa, um controlador do tipo Proporcional-Integral (PI) é projetado a fim de fornecer uma corrente de referência para uma malha de controle interna. Por sua vez, o controlador PI de corrente na malha interna deve ser projetado com frequência de banda passante equivalente a 10 vezes superior a banda passante da malha externa, a fim de resultar em adequado desacoplamento dinâmico entre as malhas.

A tensão do barramento CC pode ser controlada pelo lado do arranjo FV, como mostra o diagrama de blocos da Figura 8 (b) ou pode ser controlado pela interface com banco de baterias, como mostrado na Figura 8 (c). Nos dois casos, há um controlador PI externo para a tensão do barramento.

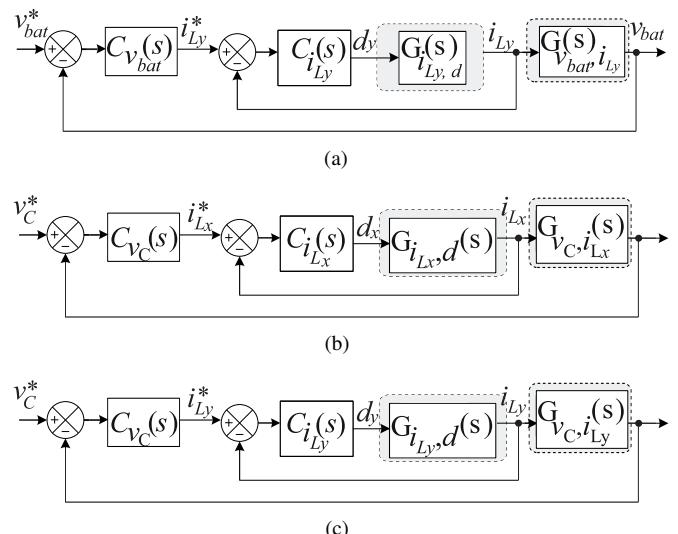


FIGURA 8. Diagrama de blocos das malhas de controle. (a) Controle da corrente e tensão da bateria (b) Controle de v_C^* pelo lado do FV. (c) Controle de v_C^* pelo lado da bateria.

CC projetado com banda passante reduzida que fornece a referência de corrente para a malha interna de corrente da fonte FV (Figura 8 (b)) ou para a malha interna de corrente da bateria (Figura 8 (c)).

O controle da tensão CA na carga é realizado por meio de um controlador do tipo Proporcional-Ressonante (PR), com frequência de ressonância igual a frequência fundamental CA (60Hz). Maiores detalhes acerca do projeto dos controladores podem ser encontrados em [17].

B. Descrição dos modos de operação

A operação do conversor híbrido, desconsiderando as perdas, requer que o somatório das potências gerada, armazenada e consumida pela carga seja nulo em regime permanente [18], ou seja:

$$P_{\text{PV}} + P_{\text{bat}} + P_{\text{carga}} = 0 \quad (22)$$

onde P_{bat} é positiva quando o conversor injeta energia no banco de baterias, e negativa quando absorve energia do banco de baterias, especificado na Tabela 3. Foram elencados 6 modos de operação e criadas as *flags*: PV_{sel} , BAT_{sel} e $\text{CARGA}_{\text{sel}}$ para selecionar os controladores a serem empregados em cada modo de operação, conforme mostrado na Figura 9.

O flag PV_{sel} pode assumir os valores: '0' quando o arranjo FV está desabilitado, '1' quando o controle do barramento CC é realizado pelo lado do arranjo FV e '2' quando o algoritmo MPPT está habilitado. Já o flag BAT_{sel} pode assumir os valores: '1' quando o barramento CC é controlado pelo lado da bateria, '2' quando está habilitado o controle de tensão da bateria, '3' quando está habilitado o controle de corrente constante da bateria. Por fim, o flag CARGA_{sel} assume '1' quando o controle de tensão CA está habilitado e '0' indica que a carga recebe tensão nula. A adequada

operação do conversor proposto envolve os seguintes pressupostos: (1)- O circuito de interface com o PV e lado da bateria não podem assumir o controle do barramento CC concomitantemente, a fim de evitar instabilidades; (2) Haverá prioridade de processamento de energia oriundo do sistema FV sobre a aquela do banco de baterias para alimentação da carga CA; (3) Excessivas transições entre os modos de operação são evitadas por meio algoritmos que empregam níveis de histerese nas ações do barramento CC:

$$v_{CL2} < v_{CL1} < v_C^* < v_{CH1} < v_{CH2} \quad (23)$$

onde v_C^* é a tensão nominal e v_{CLx} são níveis de tensão abaixo do valor nominal e v_{CHx} são valores de tensão acima do valor nominal. Já as baterias devem ter seu valor de estado de carga SOC monitorados, e os níveis de tensão abaixo são empregados para habilitação dos modos de operação:

$$v_{corte} < v_{LI} < v_{bat}^* < v_{flu} < v_{LS} \quad (24)$$

onde v_{bat}^* é valor nominal de tensão. Conforme recomendação do fabricante de baterias de lítio [19], a variação de tensão de 5 % em torno da tensão de flutuação refere-se à tensão aplicada para manter a carga completa da bateria sem a sobrecarregar, de forma a compensar sua autodescarga. Em processo de descarga, o valor da tensão da bateria deve ser maior que a tensão de v_{corte} e menor que a tensão de flutuação v_{flu} . Caso a bateria estiver com tensão inferior a corte, poderá sofrer danos irreversíveis. Por outro lado, o estágio de carga de flutuação é alcançado após a bateria atingir o limite superior de carga V_{LS} .

Os modos de operação são descritos a seguir: **Modo 0**- Neste modo, o conversor está desabilitado.

Modo 1- Neste modo, a potência disponibilizada pelos módulos fotovoltaicos é menor que a mínima necessária à operação, que corresponde valores de irradiação inferiores a 50 W/m². Neste modo de operação, a bateria alimenta integralmente a carga e a extração de energia do FV está inoperante. As flags de seleção dos controladores na Figura 9 são as seguintes: PV_sel = 0, BAT_sel = 1, CARGA_sel = 1.

Modo 2- O algoritmo MPPT associado ao sistema FV está ativo, e a saída CA está sem carga ou a energia gerada é insuficiente para atendê-la. Desta forma, a energia advinda do sistema FV é utilizada para a carga das baterias e o controle da tensão do barramento CC é realizado pelo estágio de interface com o banco de baterias (PV_sel = 2, BAT_sel = 1, CARGA_sel = 0).

Modo 3 - Neste modo, a potência disponível do sistema FV é suficiente para alimentar a carga CA e prover o carregamento do banco de baterias. Neste modo, o MPPT está em operação para extrair a máxima potência do sistema FV e o banco de baterias é responsável pelo controle da tensão no barramento CC. (PV_sel = 2, BAT_sel = 1, CARGA_sel = 1).

Modo 4 - O sistema FV está fornecendo energia para controlar o barramento CC e a carga CA está desligada. O banco de baterias está sendo carregado com uma corrente

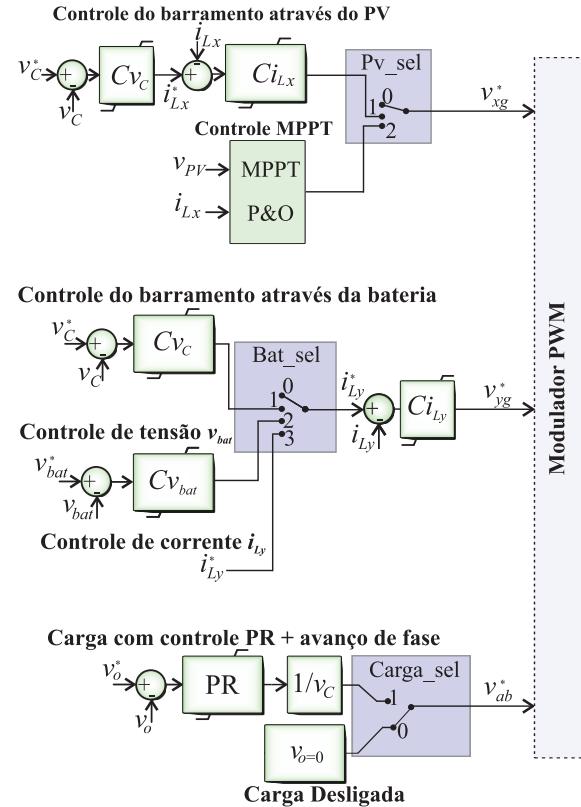


FIGURA 9. Diagrama de blocos dos controladores para o conversor proposto.

constante cujo valor é de até 20 % da capacidade nominal do banco (PV_sel = 1, Bat_sel = 2, Carga_sel = 0).

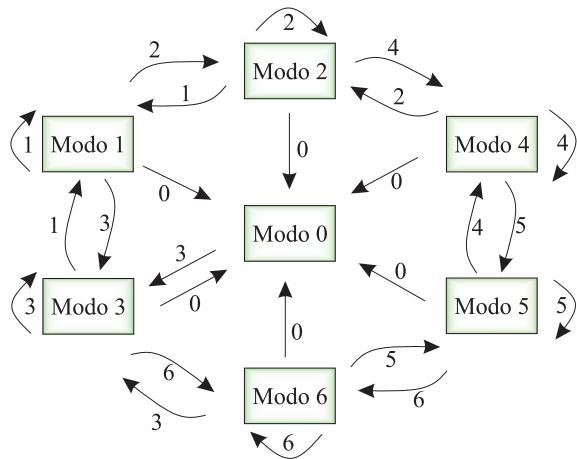
Modo 5 - A carga CA está desligada e a bateria está sendo carregada na etapa de tensão constante. O MPPT está desabilitado e o sistema FV é responsável pelo controle do barramento CC. (PV_sel = 1, BAT_sel = 3, CARGA_sel = 0).

Modo 6 - O sistema FV é responsável unicamente por suprir o fornecimento de energia para a carga CA e é responsável pelo controle da tensão do barramento CC. Neste modo a bateria está em manutenção e o seu circuito de interface está desabilitado (PV_sel = 1, BAT_sel = 0, CARGA_sel = 1).

Na Figura 9 são descritos os modos de controle possíveis para o inversor proposto, sendo que para PV_sel = 0, a corrente $i_{PV} = 0$, a corrente $i_{Lx} = 0$ e $V_{PV} = 0$. Já para BAT_sel = 0, a corrente de Re(carga) é $I_{Ly} = 0$. Na Figura 10 pode ser visto o fluxograma de operação do conversor proposto, juntamente com as condições para a transição entre os modos de operação.

IV. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS

Resultados de simulação e experimentais foram obtidos a fim de validar o conversor proposto, monofásico assim como o conversor convencional utilizado para comparação. As



Condições para transição entre os modos de operação

$$\begin{array}{ll}
 0: & v_c > v_{CH2} \\
 & v_{bat} < v_{corte} \\
 \\
 1: & v_c < v_{CL1} \\
 & v_{flu} < v_{bat} \\
 \\
 2: & v_c > v_{CH1} \\
 & v_{LI} < v_{bat} < v_{flu} \\
 \\
 3: & v_{CL1} < v_c < v_{CH1} \\
 & v_{LI} < v_{bat} < v_{flu} \\
 \\
 4: & v_c < v_{CL1} \\
 & v_{flu} < v_{bat} < v_{LS} \\
 \\
 5: & v_c < v_{CL1} \\
 & v_{corte} < v_{bat} < v_{LI} \\
 \\
 6: & v_c > v_{CH2} \\
 & v_{flu} < v_{bat} < v_{LS}
 \end{array}$$

FIGURA 10. Máquina de estados para operação dos modos de operação do conversor proposto.

simulações foram realizadas no software PLECS e foram empregados modelos de módulos fotovoltaicos BP365 e de um banco de baterias, cujas especificações estão apresentadas na Tabela 3. A banda passante do controlador de malha externa de tensão da bateria foi definido em 2 Hz, enquanto que o controlador da malha interna de corrente foi de 2 kHz. Vale ressaltar que na simulação do software é utilizado o modelo do módulo fotovoltaico, visando estudar o comportamento dinâmico do sistema ao se variar a tensão dos painéis; já nos testes laboratoriais é utilizada uma fonte de tensão o que configura operação sob condição de irradiação praticamente constante e pressuposição de que o conversor está operando próximo ao MPPT.

Para a obtenção dos resultados experimentais foram utilizados os mesmos parâmetros da Tabela 3 com exceção do banco de baterias e do arranjo FV que foram substituídos por fontes de tensão. Foi empregado um DSP TMS320F28379D para processamento de sinais e geração dos sinais de acionamento das chaves. Sensores LV-25P e LA-55P da fabricante LEM foram utilizados para a medição das tensões e correntes, respectivamente. Foram utilizados diodos modelo E3D30065D, cuja corrente máxima é 30A a 150 °C, e tensão inversa máxima repetitiva de 650 V. As chaves foram implementadas por meio de IGBTs modelo IKP39N65ES5, que têm uma tensão coletor-emissor de 650 V, e corrente de coletor de 39 A.

Tabela 3. Dados de simulação e experimentais.

Parâmetros	Valores
Potência nominal P	500 W
Tensão de saída CA - v_o	110 V
Frequência de saída - f	60 Hz
Tensão de barramento CC - V_C	250 V
Indutância - L_x	3 mH
Indutância - L_y	2 mH
Indutância - L_f	4 mH
Capacitância de filtro de saída CA- C_f	0,025 mF
Capacitância de barramento CC - C_x	1 mF
Capacitância de interface com a bateria- C_y	0,025 mF
Capacitância de interface com os painéis- C_x	100 μ F
Frequência de chaveamento - f_s	20 kHz
Potência máxima do FV	585 W
Tensão em máxima potência do arranjo FV	52,8 V
Tensão a vazio do arranjo FV	66,3 V
Corrente de curto circuito do FV	11,07 V
Capacidade do banco de baterias	484 Ah
Corrente máxima fornecida- I_{bat}	40 A
Tensão de flutuação do banco de baterias- V_{flu}	25,6 V
Tensão nominal banco de baterias- V_{nom}	29,2 V
Tensão de corte do banco de baterias- V_{corte}	20 V

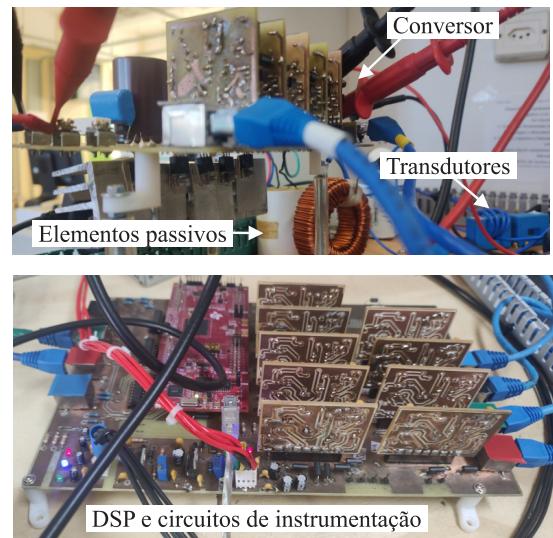


FIGURA 11. Fotos do protótipo experimental.

A Figura 11 mostra a foto do protótipo experimental onde pode ser visto o conversor, DSP e as placas de circuitos de instrumentação.

A estimativa das perdas do conversor proposto foi obtida por meio do software PLECS® com os modelos térmicos dos semicondutores, em carboneto de silício ou *silicon carbide* em que MOSFETs C3M0060065L, e diodos modelo E3D30065D foram empregados. O resultado da distribuição das perdas é mostrado na Figura 12, onde o sistema FV e o banco de baterias contribuem igualmente para alimentar a carga na saída com potência igual a 504.59 W. As perdas dos dispositivos semicondutores, indutores e capacitores, da topologia proposta, totalizaram 7.65 % da potência gerada.

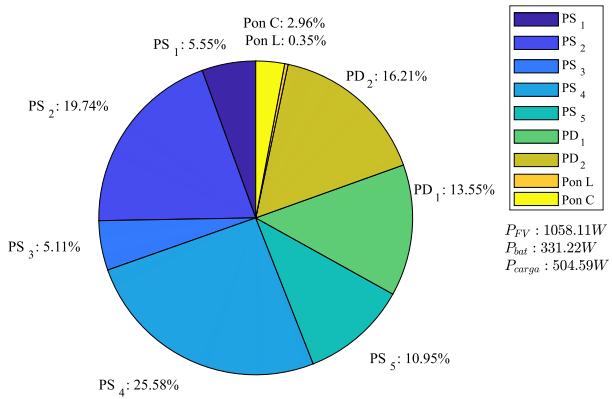


FIGURA 12. Perdas percentuais em relação ao total de perdas nos principais dispositivos do conversor proposto.

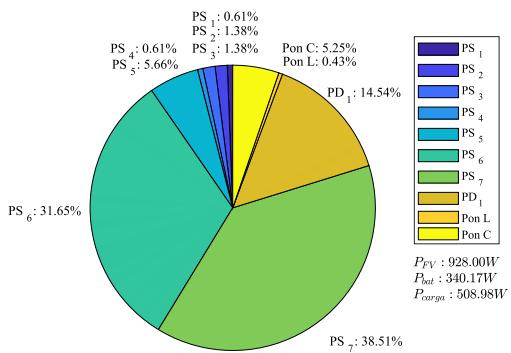


FIGURA 13. Perdas percentuais em relação ao total de perdas nos principais elementos do conversor convencional.

É possível notar um percentual significativo de perdas nos diodos de entrada do conversor e nas chaves S_2 e S_4 . É importante mencionar que perdas significativas nos diodos de entrada de conversores do tipo fonte dividida já foi tema abordado na literatura. Uma alternativa proposta em [20] para a redução as perdas, é a substituição de diodos por chaves, entretanto isto agregará aumento da custos e complexidade do conversor, no entanto, no modelo proposto a distribuição das perdas é menos assimétrica se comparada ao conversor do modelo convencional simulado, que também utiliza a tecnologia de carboneto de silício na composição dos dispositivos semicondutores.

O resultado da distribuição das perdas para o conversor convencional, utilizado para comparação, é mostrado na Figura 13, onde o sistema FV e o banco de baterias contribuem igualmente para alimentar a carga na saída com potência nominal de 508.98 W. As perdas dos dispositivos semicondutores, indutores e capacitores, da topologia convencional, totalizaram 5.12 % da potência nominal gerada. É possível notar um percentual significativo de perdas na chave

S_6 do conversor de interface com a bateria, na chave S_7 e no diodo da etapa *Boost* de entrada do conversor, sendo que tais perdas se traduzem em maior *stress* da chave e do diodo, com consequente redução da durabilidade de tais dispositivos.

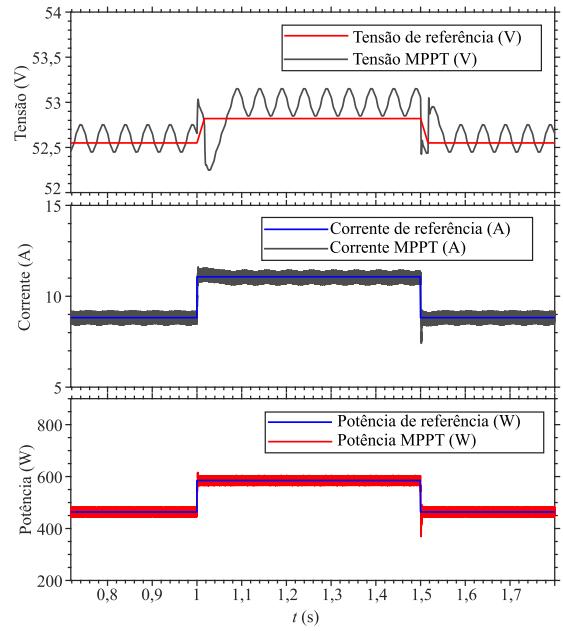


FIGURA 14. Tensão, corrente e potência durante operação da estratégia MPPT P&O para degrau de irradiação de 800 W/m^2 para 1000 W/m^2 .

A variação de temperatura de junção dos dispositivos foi verificada por meio de simulações para a topologia convencional em que foi efetuada uma variação da resistência da carga presente na saída (de $15, 24\Omega$ para $13, 3\Omega$, correspondente a um aumento na potência de saída de 404,55 W para 500 W) no instante de tempo de 0,35 seg., como mostrado na Fig. 17. A temperatura de algumas chaves diminuiu, com destaque para a chave S_7 que faz parte da etapa *Boost* do conversor. Vale ressaltar que no mesmo instante de tempo, ocorreu variação da potência entregue à bateria de 308 W para 0W.

A variação de temperatura de junção dos dispositivos foi verificada por meio de simulações para o conversor proposto, onde efetuada uma variação da resistência de carga de saída (de 3.8Ω para 2.5Ω , correspondente a uma variação de potência de saída de 410.08 W para 532.31 W) no instante de tempo de 0,35 segundos, como mostrado na Fig. 18. Concomitantemente, houve uma variação de potência redução da potência fornecida para a carga da bateria de 308 W para 0 W, como mostrado na legenda da Figura. É possível verificar que temperatura da maioria das chaves reduziu, com destaque para as chaves S_2 e S_5 .

A estratégia MPPT empregada neste artigo é do tipo P&O (Perturbação e Observação). Por meio da medição da tensão e corrente de saída do arranjo FV, o rastreamento de máxima potência resulta na atuação sobre a variável d_x . A Figura 14 mostra um resultado de simulação com

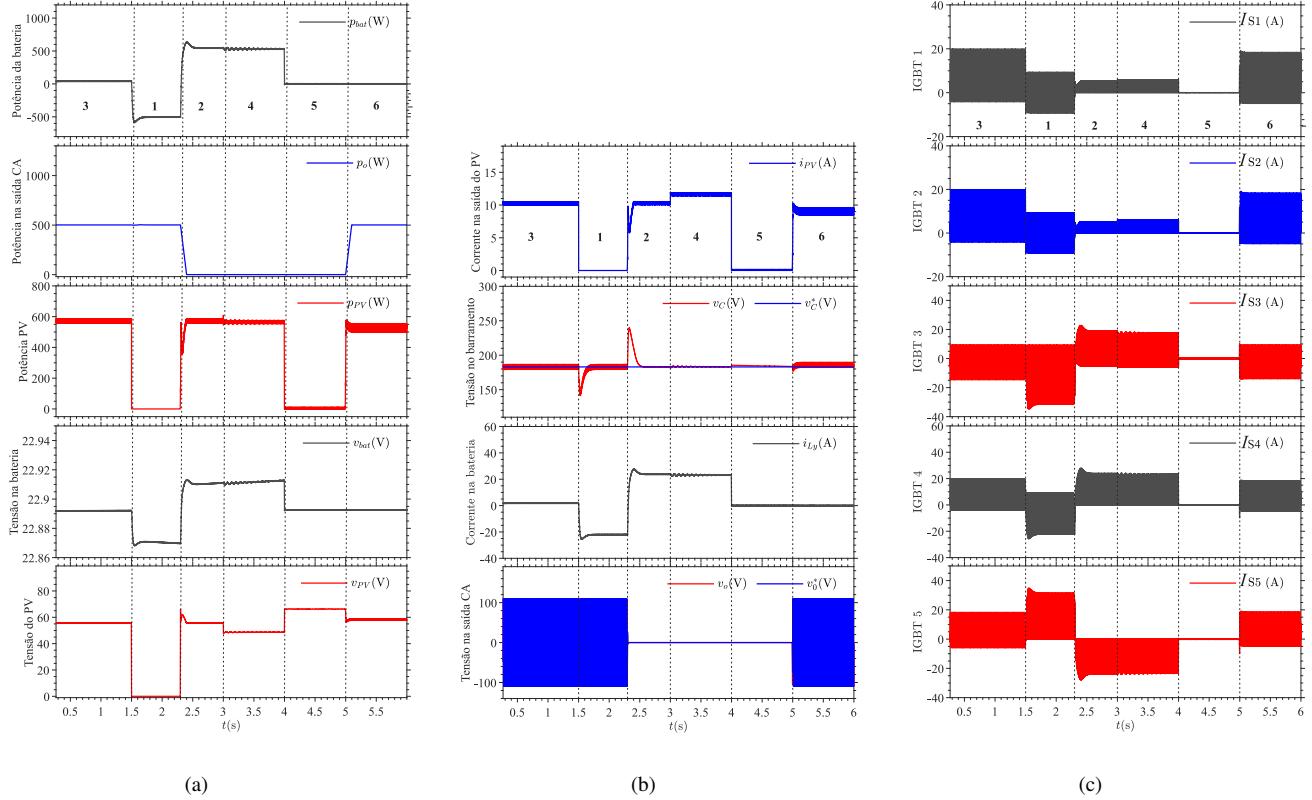


FIGURA 15. Resultados de simulação para os modos de operação. (a) Tensões e potências. (b) Tensões e correntes. (c) Esforços de corrente nas chaves.

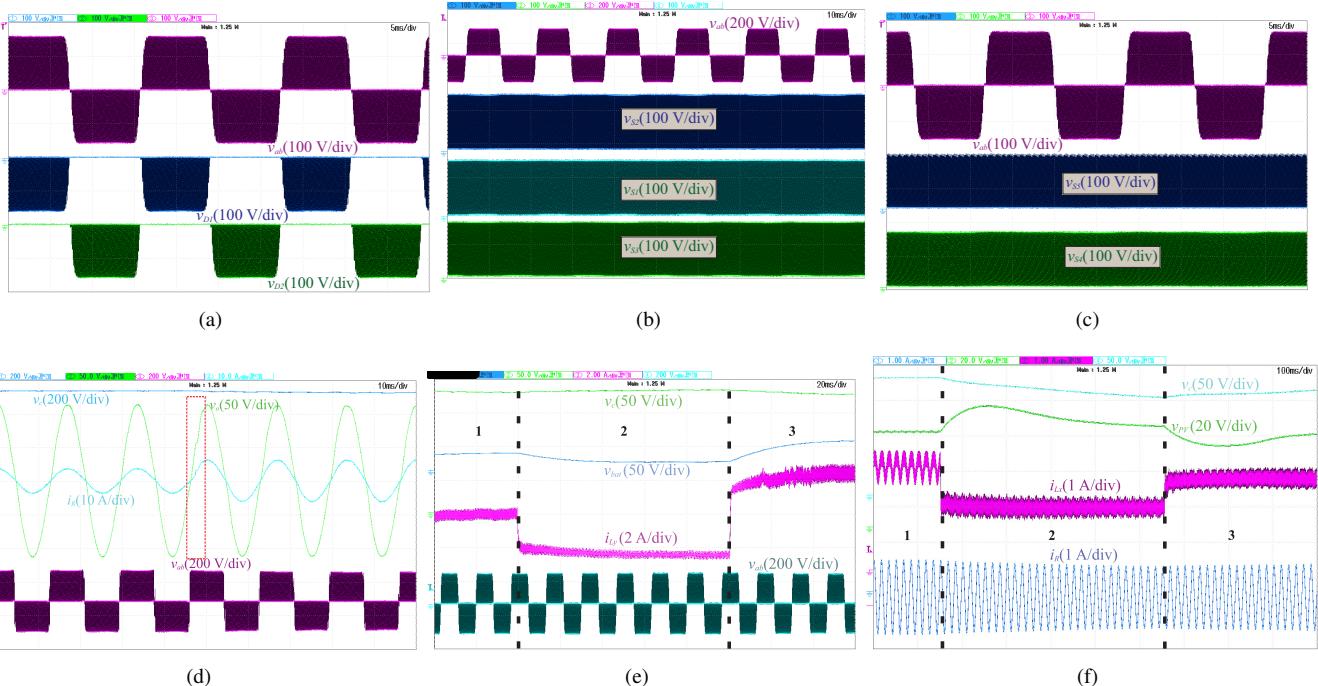


FIGURA 16. Resultados experimentais. (a) Tensão sobre os diodos D_1 e D_2 . (b) Tensão sobre as chaves S_1 , S_2 e S_3 . (c) Tensão sobre as chaves S_4 e S_5 . (d) Tensão e corrente CA para uma transição de carga de $46\ \Omega$ para $32\ \Omega$. (e) Resposta dinâmica ao degrau de corrente do lado bateria. (f) Resposta dinâmica ao degrau de corrente do lado sistema FV.

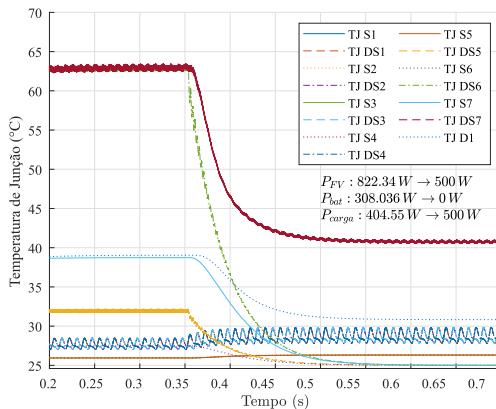


FIGURA 17. Transição de temperatura de junção dos semicondutores da topologia convencional.

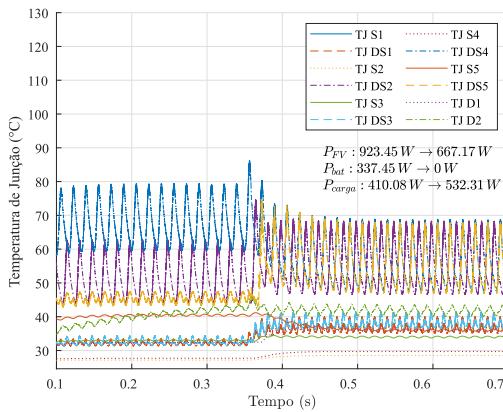


FIGURA 18. Transição de temperatura de junção dos semicondutores da topologia proposta.

temperatura constante de 25°C e que ocorre uma variação abrupta de irradiação de 800 W/m² para 1000 W/m², e posteriormente é alterada para 800 W/m². A extração de potência é de 463,64 W (800 W/m²) e 584,68 W (1000 W/m²), como mostra a Figura 14.

A Figura 15 mostra os resultados de simulação para os modos de operação descritos no artigo. Para a obtenção destes resultados, foi efetuada a variação de irradiação de 1000 W/m² para 0 W/m², no instante 1,5 segundos, e de 0 W/m² para 1000 W/m², no instante de tempo 2,3 segundos, de modo a simular uma condição de sombreamento total. A Figura 15(a) mostra: a potência injetada na bateria, a potência instantânea na carga CA, a potência produzida pelo arranjo FV, a tensão na bateria e a tensão no arranjo FV. Já a Figura 15(b) mostra a corrente do arranjo FV, a tensão no barramento CC, a corrente da bateria e a tensão de saída CA. No início da simulação o conversor opera no modo 3 em que o MPPT está habilitado, o arranjo FV supre a carga CA, e uma pequena potência é destinada a carga da bateria. No instante 1,5 seg. há a transição para o modo 1, em que o arranjo FV está inoperante e

a bateria assume a disponibilização de energia à carga CA. No instante 2,5 seg. ocorre a transição para o modo 2, em que a carga CA é desligada, o MPPT é habilitado e o banco de baterias está sendo carregado. No instante 3 seg., ocorre a transição para o modo 4 onde o conversor extrai energia do sistema FV, operando fora do MPPT, para carregar a bateria em até 20 % da corrente nominal e estando com a carga desligada. No modo 5 seguinte, a bateria está sendo carregada em tensão constante e corrente de 2 % da sua corrente nominal. Finalmente, no modo 6, a bateria está desconectada do conversor e o sistema FV supre a energia da carga CA. A Figura 15(c) mostra a corrente nas chaves durante os modos de operação descritos. É possível notar que as chaves 3 e 5 sofrem os maiores esforços de corrente e isso ocorre principalmente no modo 1 de operação.

A Figura 16 mostra os resultados experimentais, onde a Figura 16(a) mostra a tensão sobre diodos D_1 e D_2 , a Figura 16(b) mostra a tensão sobre as chaves S_1 , S_2 e S_3 e a Figura 16(c) mostra a tensão sobre as chaves S_4 e S_5 . Já a Figura 16(d) mostra o comportamento dinâmico da tensão e corrente do lado CA para uma alteração de resistência de carga de 46 Ω para 32 Ω. É possível verificar um bom desempenho dinâmico nas variáveis CA sob alteração de carga e também que a tensão foi restaurada para o valor nominal. Foram aplicados dois degraus na corrente da bateria i_{Ly} , como mostra a Figura 16(e). O primeiro degrau é aplicado na transição do intervalo 1 e 2, cujo valor de referência parte de 0 A e é alterado para -3 A. Já o segundo degrau é aplicado na transição do intervalo 2 e 3, sendo o valor do degrau de -3 A para 3 A.

A Figura 16 (f) mostra o controle de corrente do lado sistema FV, em que no intervalo 1 o conversor opera em malha aberta com d_x constante. Na transição do intervalo 1 para o intervalo 2 é aplicado um degrau de -1 A, com a operação em malha fechada. Já na transição do intervalo 2 para o intervalo 3 é aplicado um degrau de -1 A para 1 A. Os resultados experimentais demonstram o bom desempenho dinâmico tanto nas portas CC quanto na porta CA do conversor proposto. Vale mencionar que a oscilação na corrente I_{Lx} se deve ao não desacoplamento da saída CA e a simples aplicação de um filtro rejeita faixa em mais frequências múltiplas de 60 Hz, auxilia na redução desta ondulação.

V. CONCLUSÕES

Este artigo propôs uma nova topologia de conversor para processamento de energia oriundo de módulos solares FV a fim de alimentar cargas CA e agregar armazenamento de energia em banco de baterias. Uma das principais vantagens do conversor é unificar as três funções com reduzido número de dispositivos semicondutores ativos, reduzindo o custo e volume do sistema de conversão. Foram apresentados as etapas de operação, o projeto dos dispositivos, modelagem, modulação e controle do conversor. Os resultados de simulação e experimentais demonstraram o bom desem-

penho do conversor proposto. As características do conversor proposto podem ser sumarizadas como segue:

- O conversor apresenta reduzido número de chaves, por consequência um menor número de *drivers* e reduzida complexidade de circuitos;
- O fato de alguns dispositivos semicondutores englobarem concomitantemente correntes do lado CA e dos lados CC leva a assimetrias que resultam em dispositivos com maiores correntes de condução;
- A concentração de perdas nos diodos de entrada também requer um projeto térmico adequado que leve este aspecto em consideração.

APÊNDICE I

A Análise dos Modos de Falha e Efeitos (*FMEA*, do inglês *Failure Modes and Effects Analysis*) é uma metodologia sistemática utilizada para identificar, avaliar e priorizar potenciais falhas em sistemas, componentes ou processos, analisando suas causas, efeitos e a gravidade das consequências. Em conversores de potência, a aplicação do FMEA é fundamental para garantir a confiabilidade, segurança e eficiência do sistema. Por meio da avaliação de parâmetros como severidade, frequência de ocorrência e capacidade de detecção das falhas, é possível calcular o Número de Prioridade de Risco (*RPN*) e estabelecer ações corretivas direcionadas aos pontos mais críticos. Essa abordagem preventiva permite reduzir falhas inesperadas, otimizar o desempenho e prolongar a vida útil dos equipamentos, sendo especialmente importante em aplicações onde a continuidade e a qualidade da conversão de energia são essenciais, como em sistemas fotovoltaicos, veículos elétricos e equipamentos industriais [21], [22].

A Tabela 4 apresenta um estudo das principais falhas e o impacto destas sobre a operação do conversor proposto. O resultado numérico da tabela FMEA é geralmente expresso como o valor do *RPN* (*Risk Priority Number*), que é calculado para cada item por meio da seguinte equação:

$$RPN = S \cdot O \cdot D \quad (25)$$

onde "S" é Severidade, "O" é a Ocorrência e "D" é a Detecção. É importante mencionar que itens com *RPN* acima de 100 devem ser priorizados para uma possível ação corretiva que é o caso do capacitor do barramento CC. Os itens que possuem o maior risco (*RPN* = 160) devem ser tratados com maior urgência, que são circuitos de gate driver e as chaves que ao falharem podem ocasionar curto-circuito.

AGRADECIMENTOS

O trabalho foi financiado pela Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado do Rio Grande do Sul (FAPERGS)-Grant: 22/2551-0000841-0.

CONTRIBUIÇÕES DOS AUTORES

J.F.MALLMANN: Conceitualização, Curadoria de dados, Análise de dados, Pesquisa, Metodologia, Desenvolvi-

mento, implementação e teste de software, Validação de dados e experimentos, Redação do manuscrito original.

F.B.GRIGOLETTO: Conceitualização, Análise de dados, Recebimento de financiamento, Metodologia, Administração do projeto, Supervisão, Redação do manuscrito original, Redação - revisão e edição.

PLÁGIO E SIMILARIDADE

O artigo foi submetido para verificação de similaridade no sistema Crossref Similarity Check (iTenticate).

DISPONIBILIDADE DE DADOS

Os dados utilizados nesta pesquisa estão disponíveis no corpo do documento.

REFERÊNCIAS

- [1] T. E. K. Zidane, A. S. Aziz, Y. Zahraoui, H. Kotb, K. M. Aboras, Kitmo, Y. B. Jember, "Grid-Connected Solar PV Power Plants Optimization: A Review", *IEEE Access*, vol. 11, pp. 79588–79608, Jul./Aug. 2023, doi:10.1109/ACCESS.2023.3299815.
- [2] D. Velasco de la Fuente, C. L. Trujillo Rodríguez, G. Garcerá, E. Figueres, R. Ortega Gonzalez, "Photovoltaic Power System With Battery Backup With Grid-Connection and Islanded Operation Capabilities", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 4, pp. 1571–1581, Apr. 2013, doi:10.1109/TIE.2012.2196011.
- [3] S. N. Vodapally, M. H. Ali, "A Comprehensive Review of Solar Photovoltaic (PV) Technologies, Architecture, and Its Applications to Improved Efficiency", *Energies*, vol. 16, no. 1, Nov./Dec. 2023, doi:10.3390/en16010319, URL: <https://www.mdpi.com/1996-1073/16/1/319>.
- [4] S. V. Brovanov, T. E. Shults, A. V. Sidorov, "Stand-alone power supply system using photovoltaic panels and diode-clamped multilevel inverter", pp. 464–467, 2014, doi:10.1109/EDM.2014.6882574.
- [5] D. B. Chaves, F. B. Grigoletto, "Space Vector Modulation Techniques for Common-Mode Voltage Reduction in Three-Phase Transformerless Split-Source Inverters", *Eletrônica de Potência*, vol. 25, no. 1, p. 30–40, Mar. 2020, doi:10.18618/REP.2020.1.0065, URL: <https://journal.sobraep.org.br/index.php/rep/article/view/53>.
- [6] L. H. Meneghetti, E. Laercio Carvalho, G. B. K. Schmidt, E. Giovani Carati, J. P. da Costa, C. Marcelo de Oliveira Stein, Z. L. Iensen Nadal, R. Cardoso, "Control Strategy and Power Management for Multifunctional Inverters with BESS and Reactive Power Compensation", in *2019 IEEE 15th Brazilian Power Electronics Conference and 5th IEEE Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*, pp. 1–6, 2019, doi:10.1109/COBEP/SPEC44138.2019.9065726.
- [7] H. Afshari, O. Husev, O. Matiushkin, D. Vinnikov, "A Review of Hybrid Converter Topologies", *Energies*, vol. 15, no. 24, 2022, doi:10.3390/en15249341, URL: <https://www.mdpi.com/1996-1073/15/24/9341>.
- [8] A. Abdelhakim, P. Mattavelli, G. Spiazzi, "Three-Phase Split-Source Inverter (SSI): Analysis and Modulation", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, Nov. 2016, doi:10.1109/TPEL.2015.2513204.
- [9] S. S. Lee, A. S. T. Tan, D. Ishak, R. Mohd-Mokhtar, "Single-Phase Simplified Split-Source Inverter S^3I for Boost DC–AC Power Conversion", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, no. 10, pp. 7643–7652, Oct. 2019, doi:10.1109/TIE.2018.2886801.
- [10] O. Ray, S. Mishra, "Boost-Derived Hybrid Converter With Simultaneous DC and AC Outputs", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, no. 2, pp. 1082–1093, Mar./Apr. 2014, doi:10.1109/TIA.2013.2271874.
- [11] L. A. Rodrigues, D. B. Chaves, F. B. Grigoletto, "9S-SSI: Proposta, Análise e Modulação", *Eletrônica de Potência*, pp. 452–463, Dec. 2020, doi:10.18618/REP.2020.4.0030.
- [12] E. L. Carvalho, A. Chub, A. Blinov, S. N. Banavath, D. Vinnikov, "Magnetically Integrated Multiport Converter for Energy Management in DC-Powered Buildings", *Eletrônica de Potência*, vol. 29, p.



TABELA 4. Tabela FMEA para o conversor proposto

Componente	Modo de Falha	Efeito da Falha	Causa Potencial da Falha	S	O	D	RPN
Indutor L_x, L_y	Curto-círcuito	Sobrecorrente	Isolamento defeituoso	9	4	3	108
Chaves S_2, S_5	Em curto-círcuito	Sobreaquecimento	Sobretensão, dissipação excessiva	8	5	4	160
Diodo D1 e D2	Aberto	Falha na elevação de tensão	Envelhecimento, má soldagem	7	3	5	105
Capacitor C_1	Perda de capacitância	Ripple elevado	Temperatura elevada, envelhecimento	5	4	6	120
Chaves $S_1...S_5$	Em Curto-círcuito ou aberto	Falha total	Surtos de corrente/tensão	8	5	4	160
Driver de Gate	Falha de acionamento	Comutação inadequada das chaves	Ruído, falha de alimentação	8	4	5	160
Controlador (PWM)	Sinal incorreto	Instabilidade na saída AC	Erro de firmware, ruído	7	3	4	84
Sensor de Corrente/Tensão	Leitura incorreta	Proteção ineficaz	Calibração ruim, falha do sensor	6	3	5	90

- e202445, Nov. 2024, doi:10.18618/REP.e202445, URL: <https://journal.sobraep.org.br/index.php/rep/article/view/966>.
- [13] F. B. Grigoletto, H. Pinheiro, “Método De Modulação Pwm Para Equilíbrio Das Tensões Dos Capacitores Do Barramento Cc Em Conversores Multiníveis Com Diodos De Grampeamento”, *Eletrônica de Potência*, vol. 14, no. 2, p. 63–74, May 2009, doi:10.18618/REP.2009.2.063074, URL: <https://journal.sobraep.org.br/index.php/rep/article/view/578>.
- [14] M. Ryan, R. Lorenz, R. De Doncker, “Modeling of multileg sine-wave inverters: a geometric approach”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 46, no. 6, pp. 1183–1191, Dec. 1999, doi:10.1109/41.808008.
- [15] R. W. Erickson, D. Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*, Springer Science & Business Media, 2001, doi:10.1007/b100747.
- [16] ABNT, ABNT NBR: 16145: Acumulador de lítio-íon para aplicação estacionária em 48 V c.c. — Especificação., Rio de Janeiro, Brasil, Feb. 2013.
- [17] J. F. Mallmann, *Conversor estático híbrido para sistemas de geração solar fotovoltaica com armazenamento de energia em banco de baterias*, Master's thesis, Universidade Federal do Pampa, Alegrete, Sep. 2024, URL: <https://repositorio.unipampa.edu.br/jspui/handle/riu/9728>.
- [18] C. Daniel Schwertner, L. V. Bellinaso, H. L. Hey, L. Michels, “Supervisory control for stand-alone photovoltaic systems”, in *2013 Brazilian Power Electronics Conference*, pp. 582–588, 2013, doi:10.1109/COBEP.2013.6785174.
- [19] Moura, *Moura Lítio - Série MLF*, Moura, June 2021, URL: https://s34918.pcdn.co/wp-content/uploads/2023/01/PT_Manual-MLF.pdf.
- [20] S. S. Lee, Y. E. Heng, “Improved Single-Phase Split-Source Inverter with Hybrid Quasi-Sinusoidal and Constant PWM”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, pp. 2024–2031, Mar. 2017, doi:10.1109/TIE.2016.2624724.
- [21] F. Hosseiniabadi, S. Chakraborty, S. K. Bhoi, G. Prochart, D. Hrvanovic, O. Hegazy, “A Comprehensive Overview of Reliability Assessment Strategies and Testing of Power Electronics Converters”, *IEEE Open Journal of Power Electronics*, vol. 5, pp. 473–512, Jan./Feb./Mar./Apr. 2024, doi:10.1109/OJPEL.2024.3379294.
- [22] M. R. H. Bipu, O. A. M. Berdugo, S. Lukic, I. Husain, “Hierarchical Failure Mode Effect Analysis for the Protection Design of a MV AC-DC Solid State Transformer based EV Extreme Fast Charging Station”, in *2023 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 6403–6410, 2023, doi:10.1109/ECCE53617.2023.10362709.

DADOS BIOGRÁFICOS

Junior Felipe Mallmann nasceu em Três Passos, Brasil, em 1990. Obteve o título de graduação (2016) em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Maria, UFSM, Santa Maria, Brasil. Obteve o título de mestrado (2024) em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal do Pampa, UNIPAMPA, Alegrete, Brasil. Atualmente é Engenheiro Eletricista na Universidade Federal do Pampa, UNIPAMPA, Alegrete, Brasil. Suas áreas de interesse são: eletrônica de potência, qualidade da energia elétrica, processamento de energia elétrica, sistemas de controle eletrônicos e acionamentos de máquinas elétricas.

Felipe Bovolini Grigoletto nasceu em Restinga Seca, Brasil, em 1985. Obteve os títulos de graduação (2007), mestrado (2009) e doutorado (2013) em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Maria, UFSM, Santa Maria, Brasil. Atualmente é Professor Associado da Universidade Federal do Pampa, UNIPAMPA, Alegrete, Brasil. Seus interesses de pesquisa incluem sistemas de conversão de energia oriundos de fontes renováveis, modelagem, controle e modulação de conversores estáticos de potência. É membro das sociedades SOBRAEP e IEEE.