

Conversor Multifuncional Híbrido para Sistemas de Geração Fotovoltaica

Junior Felipe Mallmann
Universidade Federal do Pampa
 Alegrete, Brasil
 junior.fmallmann@gmail.com

Felipe Bovolini Grigoletto
Universidade Federal do Pampa
 Alegrete, Brasil
 felipegrigoletto@unipampa.edu.br

Resumo—Os sistemas de geração Solar Fotovoltaica apresentam intermitência de disponibilidade de energia. Desta forma, sistemas armazenadores podem ser empregados para garantir a alimentação das cargas elétricas quando não há disponibilidade de energia da fonte fotovoltaica. Este artigo propõe um conversor com as seguintes funcionalidades: (i) Processamento de energia a partir de módulos solares fotovoltaicos. (iii) armazenamento de energia em um banco de baterias. (iv) disponibilização da energia em corrente alternada para cargas elétricas ou integração com a rede. O conversor agrega todas as funções em um único estágio de conversão com um reduzido número de interruptores de potência. Serão apresentados a modelagem do conversor, modos de operação e além disso, será proposta uma estratégia de modulação para acionamento do conversor.

Palavras chave—Banco de Baterias, Conversores Estáticos, Sistemas Fotovoltaicos.

I. INTRODUÇÃO

O crescimento do uso das energias renováveis, como a fotovoltaica (PV), tem atraído atenção para pesquisas sobre conversão de energia, que viabilizem o melhor custo benefício para os consumidores [1], [2]. Ainda, a expansão das energias renováveis demanda conversores para realizar a integração com microrredes, bem como o armazenamento em banco de baterias [3], [4].

A conversão de energia oriunda de sistemas PV geralmente requer um estágio de CC-CC de elevação de tensão e um estágio inversor a fim de obter tensão CA na saída. Além disso, caso haja integração de banco com baterias, é necessário um conversor CC-CC bidirecional adicional [5]. A integração dos sistemas de geração com elementos armazenadores de energia diminui as incertezas e aumenta a confiabilidade do sistema de conversão de energia [6]. Existem topologias tradicionais que incluem armazenamento de energia através do uso de conversores CC-CC bidirecionais, chamados de carregadores, que tornam maior o custo de instalação do inversor, podem resultar em menor eficiência e menor confiabilidade [7].

Recentemente, foram propostas na literatura topologias de conversores de energia que fazem o uso de um único estágio de conversão para conectar uma carga à rede elétrica no intuito de diminuir o tamanho, peso e volume do conversor, conforme destacado em [8]–[10].

As topologias propostas em [9], [10] são exemplos de conversores que empregam um único estágio de elevação e

inversão de tensão com reduzido número de dispositivos. Entretanto, estas topologias não apresentam integração com banco de baterias.

Por outro lado, o conversor *quasi-Z-source* qZSI [11] é capaz de integrar sistemas de armazenamento de energia ao sistema de geração com reduzido número de dispositivos ativos. Este conversor apresenta eficiência aceitável, no entanto, soluções baseadas nessa topologia podem ter problema com densidade de potência e volume do conversor, quando comparadas a outras topologias tradicionais [12], [13].

Este artigo propõe um conversor com reduzido número de interruptores de potência que une em um único estágio as características de processamento energia a partir de módulos solares PV, armazenamento em banco de baterias e disponibilização de energia em corrente alternada na saída. Além disso, são detalhados os modos de operação, modelagem do conversor, modulação e controle. Resultados de simulação são apresentados para demonstrar a operação do conversor proposto.

II. TOPOLOGIA PROPOSTA

O conversor é capaz de processar energia oriunda da fonte PV, realizar a interface com um banco de baterias de forma bidirecional e disponibilizar para cargas elétricas em corrente alternada.

A topologia proposta apresenta cinco chaves semicondutoras e dois diodos, já em termos de dispositivos passivos, o conversor apresenta quatro capacitores e três indutores. Cabe destacar que o conversor proposto alia as funcionalidades de dois conversores propostos na literatura: o *SSI* (*Split-Source Inverter*) [9] e o *S³I* (*Simplified Split-Source Inverter*) [10]. Estes conversores CC-CA agregam as funções de elevação e inversão de tensão em um único estágio de processamento. O primeiro deles é unidirecional enquanto que o segundo é bidirecional em fluxo de potência.

Quanto à operação do conversor, as chaves S_1 e S_2 são acionadas de forma complementar. Por outro lado, S_3 e S_5 são acionadas de forma independente enquanto que $S_4 = \bar{S}_3 \cdot \bar{S}_5$. A Tabela I apresenta os estados de operação do conversor, onde são mostrados os sinais lógicos das chaves, bem como as tensões v_{ab} , v_{xg} e v_{yg} . Estas tensões

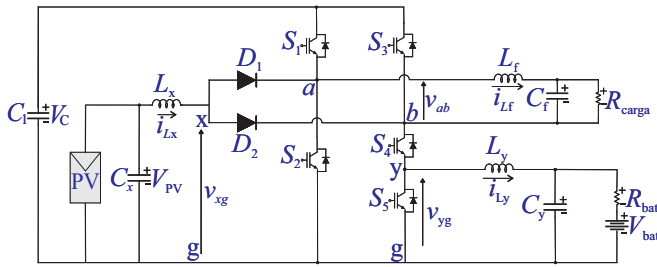


Fig. 1. Circuito esquemático do inversor proposto.

estão representadas na Tabela normalizadas pela tensão do barramento CC (V_C).

Tabela I
ESTADOS DE OPERAÇÃO 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

Os estados de operação do conversor podem ser analisados de forma simplificada por meio dos circuitos das Figuras 2 e 3.

A Figura 2 mostra o circuito simplificado do conversor com a interface com a fonte PV. Quando os interruptores S_2 ou S_4 e S_5 estiverem em condução; que corresponde aos estados **A**, **D**, **E** e **F**, ocorre a carga do indutor L_x . Já 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 2.

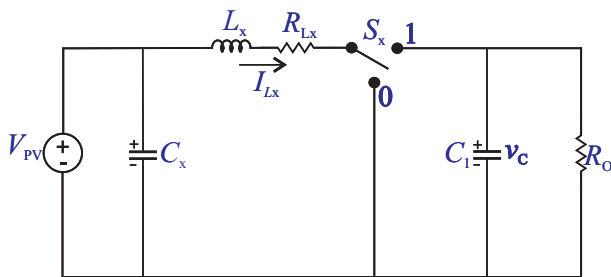


Fig. 2. Modelo simplificado da interface com a fonte PV.

A Figura 3 mostra o circuito simplificado do conversor com a interface com as 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 de L_y . Nos demais estados ocorre a descarga deste indutor. Aqui, o modelo de chave S_y é adotado para representar os estados de carga e descarga do indutor L_y .

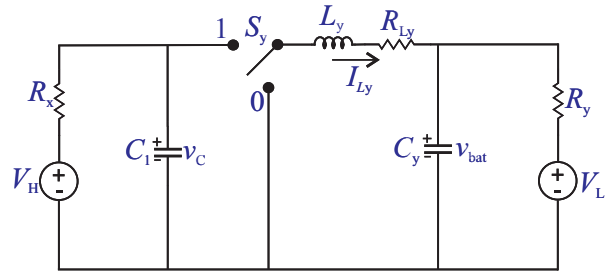


Fig. 3. Modelo simplificado de interface com as baterias.

A. Estratégia de modulação

A modulação por comparação com portadora é largamente empregada para o acionamento de conversores devido a simplicidade de implementação. A adição de uma componente de modo comum aos sinais modulantes através de abordagem geométrica pode ser utilizada para melhorar o desempenho do conversor em termos de conteúdo harmônico de saída, perdas de comutação, maximização do barramento CC, entre outros [14], [15].

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

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

Na equação (1), m é o índice de modulação CA e 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:

$$\begin{cases} 0 < v_{ag} < v_C \\ 0 < v_{bg} < v_C \end{cases} \quad (3)$$

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

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

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

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

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, sinais de comando para os interruptores e tensões de saída. Note pela Figura 4

que a razão cíclica associada à carga e descarga dos indutores L_x e L_y são constantes. Desta forma, a corrente dos indutores e a tensão do barramento CC apresentam somente componentes harmônicos de alta frequência.

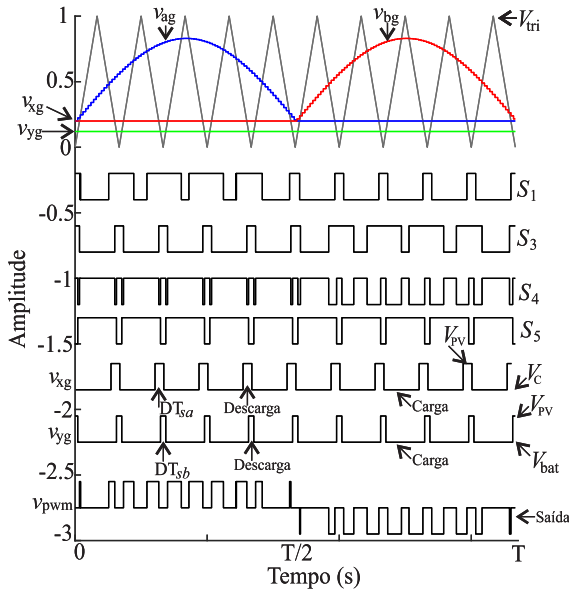


Fig. 4. Diagrama com sinais modulantes, portadora, sinais de comando das chaves e tensões de saída.

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

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

A Figura 5 mostra o acionamento dos interruptores de potência a partir da modulação proposta.

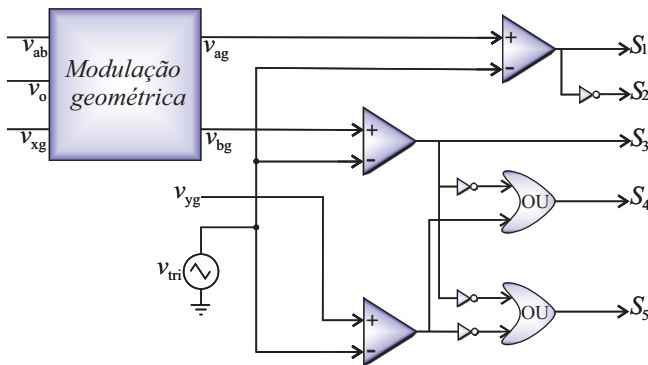


Fig. 5. Diagrama de blocos do acionamento das chaves semicondutoras.

B. Modelagem da topologia proposta

A modelagem da topologia proposta pode ser realizada de forma independente para cada uma das três portas. Desta forma, a modelagem de pequenos sinais em espaços de estados pode ser empregada [16]. Para a modelagem

das portas CC do conversor, seja o modelo em espaços de estados:

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

onde o vetor $\mathbf{x}(t)$ contém as variáveis de estado, $\mathbf{u}(t)$ é o vetor das entradas $\mathbf{y}(t)$ contém as saídas. A equação descrita em (7) é aplicada aos modelos da Figuras 2 e 3. 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} podem ser escritas a partir das matrizes que descrevem as 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 2 são mostradas em (10) e (11).

$$\mathbf{A}_x = \begin{bmatrix} -\frac{R_{Lx}}{L_x} & -\frac{D'_x}{L_x} \\ \frac{1}{C_x} & -\frac{1}{R_o \cdot C_x} \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$\mathbf{B}_x = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_x} & \frac{\left(\frac{V_{PV} \cdot D'_x}{L_x \cdot C_x}\right)}{\left(\frac{R_{Lx}}{R_o \cdot L_x \cdot C_x}\right) + \left(\frac{D'_x}{L_x \cdot C_x}\right)} \\ 0 & \frac{\left(\frac{V_{PV}}{R_o \cdot L_x \cdot C_x}\right)}{\left(\frac{R_{Lx}}{R_o \cdot L_x \cdot C_x}\right) + \left(\frac{D'_x}{L_x \cdot C_x}\right)} \end{bmatrix} \quad (11)$$

$$\mathbf{A}_y = \begin{bmatrix} -\frac{R_{Ly}}{L_y} & \frac{D_y}{L_y} & -\frac{1}{L_y} \\ -\frac{D_y}{C_y} & -\frac{1}{R_1 \cdot C_y} & 0 \\ \frac{1}{C_y} & 0 & -\frac{1}{R_2 \cdot C_y} \end{bmatrix}, \mathbf{B}_y = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{1}{R_1 \cdot C_y} & 0 \\ 0 & \frac{1}{R_2 \cdot C_y} \end{bmatrix} \quad (12)$$

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:

$$\frac{\hat{y}}{\hat{u}} = [\mathbf{C}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})\mathbf{B} + \mathbf{E}] \quad (13)$$

III. MODOS DE OPERAÇÃO DO CONVERSOR

A operação de conversores híbridos requer que o somatório das potências gerada, armazenada e consumida pela carga seja nulo em regime permanente [5], ou seja:

$$P_{PV} + P_{bat} + P_{carga} = 0 \quad (14)$$

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 II. Para isso, foram elencados alguns modos de operação descritos a seguir:

Modo 1- Neste modo, a energia gerada pelos módulos fotovoltaicos é menor ou igual a energia demandada pelas cargas conectadas ao conversor. Neste modo de operação a bateria está carregada e em tensão de flutuação com ripple de tensão de até 1%, complementando a energia demandada pela carga, já o MPPT está ativo e a bateria está com controle de tensão ativo ($PV_{sel} = 2$, $BAT_{sel} = 2$, $CARGA_{sel} = 1$).

Modo 2- Os painéis fotovoltaicos geram energia em quantidade insuficiente para satisfazer a demanda de energia da carga, ou seja $P_{PV} > P_{carga}$. Neste modo de operação o banco está sendo carregado com corrente constante de no máximo 20% da capacidade do banco e a tensão da bateria está entre $V_{nom} \geq V_{bat} \geq V_{corte}$. Assim, o MPPT não está ativo; a bateria está com controle de tensão ativo e complementa a potência entregue a carga CA ($PV_{sel} = 1$, $BAT_{sel} = 2$, $CARGA_{sel} = 1$).

Modo 3 - Neste modo $P_{PV} < P_{carga}$ e a bateria está carregando com uma tensão constante cujo valor está é de $V_{nom} = V_{bat}$ e a taxa da corrente de carga vai diminuindo até cerca de 2% da capacidade nominal do banco, sendo que assim a carga da saída CA está habilitada e o MPPT está ativo, já o barramento CC está sendo mantido pela bateria e assim é mantido o balanço de potência e o conversor está no seguinte modo de operação ($PV_{sel} = 2$, $BAT_{sel} = 2$, $CARGA_{sel} = 1$).

Modo 4 - Neste modo $P_{PV} < P_{carga}$ e a bateria está carregando com uma tensão constante cujo valor está na faixa de $V_{nom} = V_{bat}$ e a taxa da corrente de carga é maior que 2% da capacidade nominal do banco, sendo que assim a carga da saída CA está habilitada e o MPPT está inativo e a bateria vai para o estado de flutuação diminuindo sua tensão para V_{flu} ($PV_{sel} = 1$, $BAT_{sel} = 3$, $CARGA_{sel} = 1$).

Modo 5 - A potência gerada pelo sistema PV é maior que a potência da carga e as baterias estão carregadas e em flutuação ($1.01 * V_{flu} \geq V_{bat} \geq (0.99 * V_{flu})$), estando o MPPT desativado e o controle da carga CA habilitado, além de o controle de tensão da bateria estar ativo e o conversor operar no modo ($PV_{sel} = 1$, $BAT_{sel} = 2$, $CARGA_{sel} = 1$).

Modo 6- Os painéis fotovoltaicos geram energia em quantidade suficiente para satisfazer a demanda de energia da carga, ou seja $P_{PV} > P_{carga}$. Neste modo de operação o banco está sendo carregado com corrente constante

de no máximo 20 % de sua capacidade nominal e a tensão da bateria está entre $V_{nom} \geq V_{bat} \geq V_{corte}$. Assim, o MPPT não está ativo; a bateria está com controle de tensão ativo e complementa a potência entregue a carga CA ($PV_{sel} = 1$, $BAT_{sel} = 2$, $CARGA_{sel} = 1$).

Modo 7 - Neste modo $P_{PV} > P_{carga}$ e a bateria está carregando com uma tensão constante cujo valor está na faixa de $V_{nom} = V_{bat}$ e a taxa da corrente de carga é de até 2% da capacidade nominal do banco, sendo que assim a carga da saída CA está habilitada e o MPPT esta ativo, já o barramento CC está sendo mantido pela bateria para manter o balanço de potência e o conversor está no seguinte modo de operação ($PV_{sel} = 2$, $BAT_{sel} = 2$, $CARGA_{sel} = 1$).

Modo 8 - Neste modo $P_{PV} > P_{carga}$ e a bateria está carregando com uma tensão constante cujo valor é de $V_{nom} = V_{bat}$ e a taxa da corrente de carga maior que 2% da capacidade nominal do banco, sendo que assim a carga da saída CA está habilitada e o MPPT está inativo e o inversor vai para o estado de flutuação, diminuindo a tensão da bateria para V_{flu} e entrando no seguinte modo de operação ($PV_{sel} = 1$, $BAT_{sel} = 3$, $CARGA_{sel} = 1$).

Modo 9- Neste modo $P_{PV} > P_{carga}$, o controlador MPPT do inversor esta ativo e a bateria esta descarregando lentamente e auxiliando a alimentar o barramento CC do inversor, que por sua vez alimenta a carga conectada na saída CA do conversor, que é controlada via controlador ressonante ($PV_{sel} = 2$, $BAT_{sel} = 1$, $CARGA_{sel} = 1$).

Modo 10- Neste modo $P_{PV} < P_{carga}$, os painéis fotovoltaicos não estão gerando energia e a bateria se descarrega para controlar o barramento do inversor, que por sua vez controla a carga ligada na saída CA do conversor, que é controlada via controle ressonante ($PV_{sel} = 0$, $BAT_{sel} = 1$, $CARGA_{sel} = 1$).

Modo 11- Neste modo $P_{PV} > P_{carga}$, o MPPT está ligado e a bateria esta auxiliando a alimentar o barramento, já a carga está desligada e assim a bateria é carregada para estar apta a atuar no caso de cessar a geração de energia PV ($PV_{sel} = 2$, $BAT_{sel} = 1$, $CARGA_{sel} = 0$).

Quanto aos modos de (re)carga das baterias, a carga de uma bateria de lítio ferro fosfato (LiFePO4) é constituída por três etapas: corrente constante, carga de pico e carga de flutuação [17].

$$d_x = \frac{v_{xg}^*}{v_c}, \quad d_y = \frac{v_{yg}^*}{v_c} \quad (15)$$

Na Figura 6 são descritos os modos de controle possíveis para o inversor proposto, sendo que para $PV_{sel} = 0$, a corrente $I_{PV} = 0$ e $V_{PV} = 0$. Já para $BAT_{sel} = 0$, a corrente de Re(carga) é $I_{Ly} = 0$. Além disso, na Figura 6 também são validas as relações expressas em (15) que fazem a normalização das tensões v_{*xg} e v_{*yg} , com relação a tensão do barramento v_c .

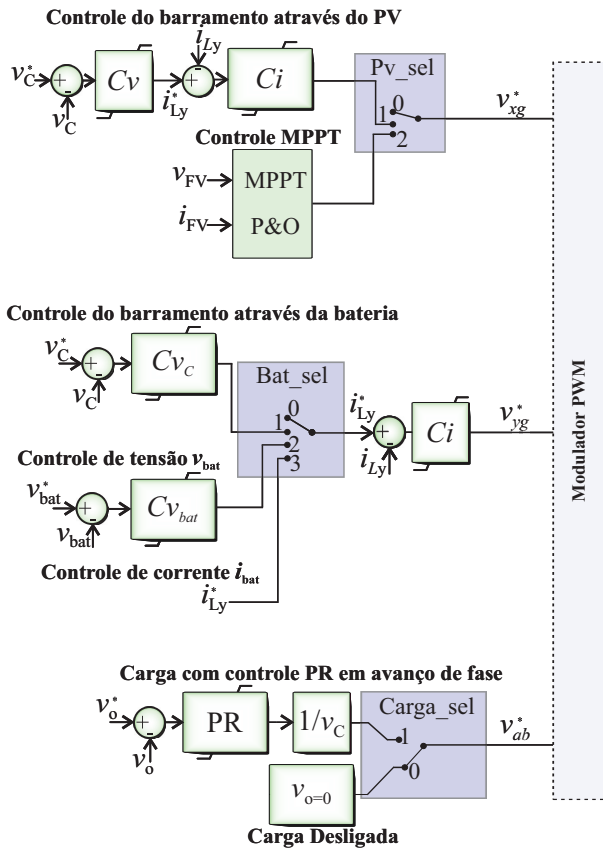


Fig. 6. Diagrama de blocos dos controladores para o conversor proposto.

IV. SIMULAÇÕES E RESULTADOS

Simulando o circuito indicado na Figura 1, conforme os dados indicados na Tabela II, podem ser obtidos os gráficos das Figuras 7 e 8, que apresentam o comportamento do inversor para a transição de modos de operação apresentada.

Tabela II
DADOS PARA DIMENSIONAMENTO E SIMULAÇÃO DO CIRCUITO DO INVERSOR.

Parâmetros	Valores
Tensão eficaz na carga - v_o	110 (V)
Tensão de cada bateria - V_{bat}	3.2 (V)
Corrente máxima fornecida - I_{bat}	40 (A)
Tensão de barramento CC do inversor - V_C	250 (V)
Indutância - L_x	3 (mH)
Indutância - L_y	2 (mH)
Indutância - L_f	4 (mH)
Capacitância do filtro de saída CA - C_f	0.025 (mF)
Capacitância do barramento CC - C_x	1 (mF)
Capacitância de interface com bateria - C_y	0.025 (mF)
Capacitância em paralelo com os painéis - C_4	100 (μ F)
Frequência de chaveamento - f_s	20 (kHz)
Frequência de saída - f	60 (Hz)
Quantidade de baterias no banco	88
Capacidade do banco de baterias	484 (Ah)
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)

A partir dos gráficos das Figuras 7 e 8; pode-se analisar o quesito de operação da bateria, que segundo a norma NBR16145 para acumuladores de in-lítio, no que se refere ao ripple de tensão, o mesmo deve ser de até 1% da tensão de flutuação (RMS) do sistema e a corrente deve ser de 5 A para cada 100 Ah da capacidade nominal (C_{10}) [18]. Ao analisar matematicamente o gráfico de tensão na bateria, pode-se verificar que o ripple de tensão é menor que 1% da tensão de flutuação do sistema em cada modo de operação do conversor.

Na Figura 7 são descritos o comportamento de tensões e correntes do conversor proposto.

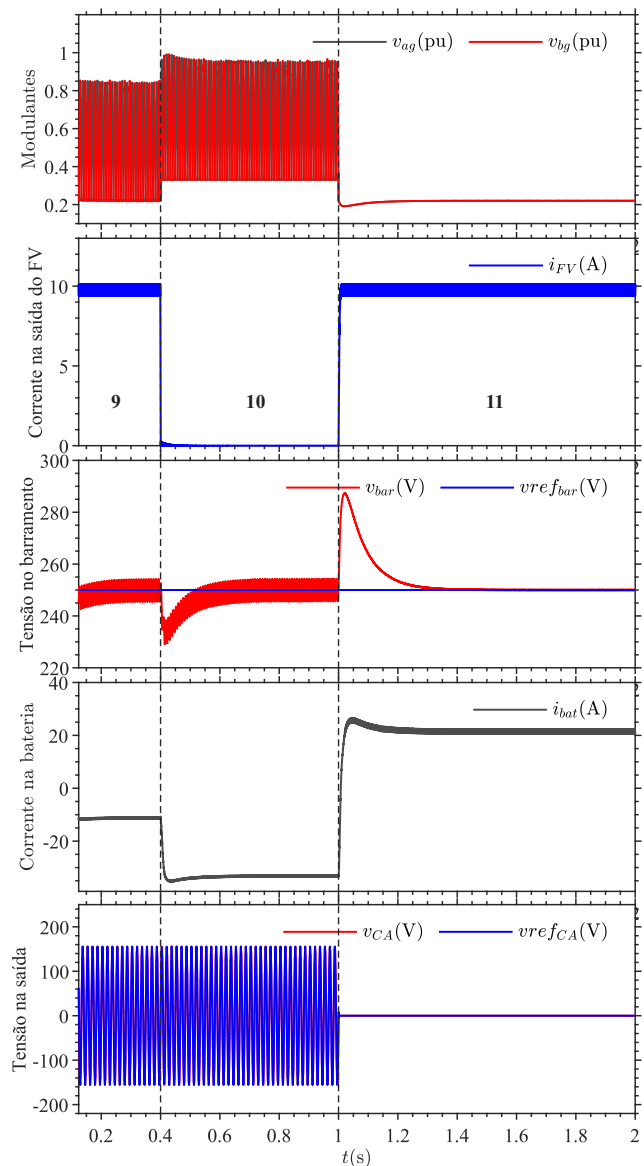


Fig. 7. Tensões e correntes para transição de modo de operação.

Na Figura 8 são descritos o comportamento de tensões e potências do conversor proposto.

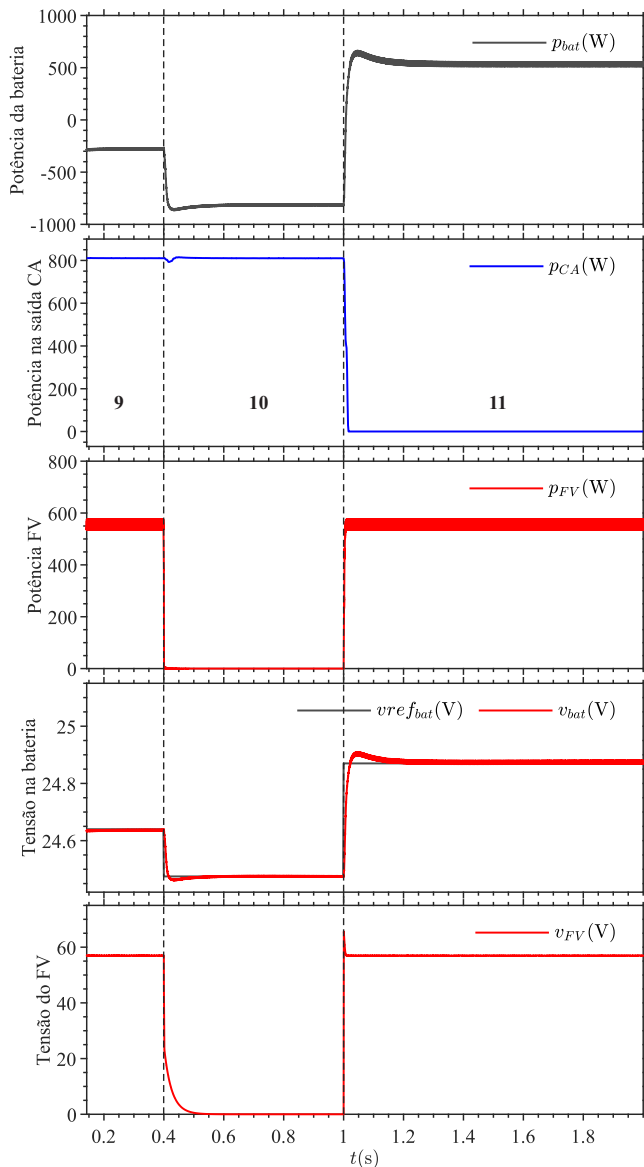


Fig. 8. Tensões e potências para transição de modo de operação.

CONCLUSÃO

Neste trabalho, após análise dos resultados obtidos conclui-se que o conversor proposto tem a vantagem de ser acoplado com um sistema de armazenamento de energia, algo que não está presente no inversor S^3I original e que viabiliza o uso posterior através de carga e descarga do banco de baterias, onde é armazenado o excedente de energia gerada. Vale ressaltar que todos os estados apresentados na Tabela I atuam durante a operação de cada um dos modos de operação testados para o conversor.

Além das características já mencionadas, o uso de um número menor de chaves reduz o tamanho, peso e custo do conversor; além de que os indutores de interface com o sistema PV e de interface com a bateria, não apresentam harmônicas de baixa frequência e consequentemente os

requisitos de filtragem são menores. Além disso, vale mencionar que embora o conversor em testes seja para 500 W, o mesmo pode ser utilizado em aplicações da ordem de 1000 W ou mais, desde que os componentes passivos e ativos do circuito sejam redimensionados, assim como deve ser feito com os dissipadores de calor que aumentam a vida útil do sistema e estarão presentes no protótipo final.

REFERÊNCIAS

- [1] IEA. *Key World Energy Statistics 2021*. [S.l.], 2021. Disponível em: <<https://www.iea.org/reports/key-world-energy-statistics-2021>>. Acesso em: 15 mar. 2023.
- [2] MELO, O. A. M. H. de. *Energia Solar Fotovoltaica: viabilidade econômico-financeira e socioambiental*. [S.l.]: Editora Dialética, 2022.
- [3] FUENTE, D. Velasco de la et al. Photovoltaic power system with battery backup with grid-connection and islanded operation capabilities. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 60, n. 4, p. 1571–1581, 2013.
- [4] COSTA, P. F. S. et al. Conversor dab aplicado à carga de banco de baterias em uma microrrede com geração fotovoltaica. In: *Congresso Brasileiro de Energia Solar-CBENS*. [S.l.: s.n.], 2018.
- [5] SCHWERTNER, C. D. et al. Supervisory control for stand-alone photovoltaic systems. In: *IEEE 2013 Brazilian Power Electronics Conference*. [S.l.], 2013. p. 582–588.
- [6] MENEGUETTI, L. H. *Estratégia de controle e modos de operação para inversores multifuncionais*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Pato Branco, 9 2020.
- [7] LIU, Y. et al. Modeling and controller design of quasi-z-source inverter with battery based photovoltaic power system. In: *2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 3119–3124.
- [8] RODRIGUES, L. A.; CHAVES, D. B.; GRIGOLETTO, F. B. 9s-ssi: Proposta, análise e modulação. *Revista Eletrônica de Potência (BRAZILIAN JOURNAL OF POWER ELECTRONICS)*, p. 452–463, 10/12 2020.
- [9] ABDELHAKIM, A. et al. Decoupled control scheme of grid-connected split-source inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 64, 2017. ISSN 02780046.
- [10] LEE, S. S. et al. Single-phase simplified split-source inverter s^3i for boost dc-ac power conversion. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 66, n. 10, p. 7643–7652, 2019.
- [11] KROICHS, K. et al. Operation possibility of grid connected quasi-z-source inverter with energy storage and renewable energy generation in wide power range. In: *2017 IEEE First Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*. [S.l.: s.n.], 2017. p. 564–569.
- [12] AFSHARI, H. et al. A review of hybrid converter topologies. *Energies*, Multidisciplinary Digital Publishing Institute, v. 15, n. 24, p. 9341, 2022.
- [13] CINTRON-RIVERA, J. G. et al. Quasi-z-source inverter with energy storage for photovoltaic power generation systems. *2011 Twenty-Sixth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, p. 401–406, 2011.
- [14] GRIGOLETTO, F. B.; PINHEIRO, H. Generalized pwm approach for dc capacitors voltage balancing in diode-clamped multilevel converters. In: *2009 13th European Conference on Power Electronics and Applications*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1–12.
- [15] RYAN, M.; LORENZ, R.; DONCKER, R. D. Modeling of multilevel sine-wave inverters: a geometric approach. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 46, n. 6, p. 1183–1191, 1999.
- [16] ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. *Fundamentals of Power Electronics*. [S.l.]: Springer Science & Business Media, 2001.
- [17] CONTROLS, J. *Manual Técnico Bateria estacionária FRE-EDOM*. Sorocaba, 2008. Acesso em: 01 mar. 2023.
- [18] ABNT. *ABNT NBR: 16145: Acumulador de lítio-íon para aplicação estacionária em 48 V c.c. — Especificação*. Rio de Janeiro, Brasil, 2013.