Conversor CC-CC para Processamento Diferencial de Potência em Sistemas Fotovoltaicos

Augusto Henrique de Mello da Silva*, Fernando Lessa Tofoli*, Caio Meira Amaral da Luz*

**Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de São João del-Rei, São João del-Rei-MG, Brasil Brasil (e-mail: augusto.henrique.1996@aluno.ufsj.edu.br, caiomeiramaral@hotmail.com, fernandolessa@ufsj.edu.br).*

Abstract: Photovoltaic solar energy is an important renewable resource that plays a significant role in the development of a sustainable modern society. A common issue affecting photovoltaic modules arranged in the form of arrays is mismatch, which can be classified as temporary or permanent. Among solutions to this problem, the use of power electronic converters is a prominent solution within the realm of differential power processing (DPP) compared to bypass diodes in terms of energy recovery from the modules. In this context, this study aims to develop a new DPP topology that allows for the replacement of some controlled switches with diodes, thus making the drive circuit less complex and reducing the structure cost. The converter performance is investigated through simulation, demonstrating the possibility of recovering part of the power that could not be extracted under mismatch conditions.

Resumo: A energia solar fotovoltaica é um importante recurso renovável que tem importante papel no desenvolvimento de uma sociedade moderna sustentável. Um problema comum que acomete módulos fotovoltaicos associados na forma de matrizes é descasamento, que pode ser classificado como temporário ou permanente. Dentre soluções para esse problema, o processamento diferencial de potência (do inglês, *differential power processing* – DPP) tem se mostrado um conceito promissor. Nesse contexto, o presente trabalho tem como objetivo o desenvolvimento de uma nova topologia de conversor DPP, que permite substituir alguns dos interruptores controlados por diodos, tornando o circuito de acionamento menos complexo e reduzindo o custo da estrutura. O desempenho do conversor é investigado por simulação, demonstrando que é possível recuperar parte da potência que não poderia ser extraída na condição de descasamento.

Keywords: differential power processing; mismatch; photovoltaic modules; partial shading; power converters; solar energy.

Palavras-chaves: processamento diferencial de potência; descasamento; módulos fotovoltaicos; sombreamento parcial; conversores estáticos de potência; energia solar.

1. INTRODUÇÃO

Com os recentes e significativos avanços da eletrônica de potência, várias soluções no nível da topologia permitem melhorar o desempenho dos arranjos em série submetidos a condições de descasamento. Entre eles, podemos citar os otimizadores CC e os micro inversores.

A primeira abordagem consiste em conectar um conversor CC-CC de baixa potência a cada módulo individual, enquanto o arranjo em série resultante é associado a um inversor central. Os micros inversores representam uma solução descentralizada, na qual um conversor CC-CA de baixa potência é conectado diretamente à rede (Luz, Vicente, Tofoli, & Ribeiro, 2023).

Outra consiste na utilização dos diodos de desvio ou *bypass*. Em caso de descasamento, essa medida aumenta a produção de potência do arranjo, mas acarreta o surgimento de vários máximos locais na curva característica potência versus tensão ($P\times V$), tornando mais complexa a detecção do ponto de máxima potência (do inglês, *maximum power point* – MPP) (Femia et al., 2008).

A operação em qualquer outro ponto da curva característica, por sua vez causada pela falha da técnica de rastreamento do ponto de máxima potência (do inglês, *maximum power point tracking* – MPPT) na presença de condições de descasamento, causa uma redução significativa na eficiência geral do sistema. Assim, o processamento diferencial de potência (do inglês, *differential power processing* – DPP) é uma alternativa para os problemas mencionados. Além disso, a distorção da curva $P\times V$ é eliminada e possibilita o uso de MPPT mais simples. (Kim, Shenoy, & Krein, 2015).

O objetivo deste trabalho é realizar a análise teórica de uma nova topologia de conversor DPP para mitigar esses problemas, considerando a análise de alguns cenários de descasamentos propostos em um ambiente computacional. Essa estrutura se baseia na topologia descrita inicialmente em (Luz, Vicente, Tofoli, & Ribeiro, 2023). Porém, há a possibilidade de substituição de alguns dos interruptores controlados por diodos, reduzindo a complexidade e o custo de implementação.

O presente trabalho é estruturado da forma que se segue. Na Seção 2, é realizada uma análise teórica de topologias DPP conhecidas na literatura. A Seção 3 mostra o estudo da topologia proposta, por sua vez analisada em cenários distintos de descasamento na Seção 4. A Seção 5 apresenta as conclusões obtidas ao longo do trabalho.

2. ANÁLISE TEÓRICA

DPP é um conceito que tem atraído muita atenção nos últimos anos. Nessa abordagem, conversores CC-CC bidirecionais denominadas conversores DPP são conectadas em paralelo com módulos em série. As formas como os conversores são conectados aos arranjos fotovoltaicos leva a três arquiteturas básicas: PV-PV, PV-*bus* e híbrida. Conversores *buck-boost* bidirecionais (BBB) ou conversores a capacitor chaveado (do inglês, *switched capacitor* – SC) são frequentemente empregados nas arquiteturas PV-PV. É possível implementar a arquitetura PV-*bus* usando o conversor *flyback* convencional ou BBB. Por sua vez, a arquitetura híbrida consiste na combinação dos arranjos PV-PV e PV-*bus*, sendo o conversor BBB a topologia mais comumente utilizada nessa modalidade (Santos, Donoso-Garcia, & Júnior, 2019).

Uma vantagem importante dessa estratégia consiste no fato de que na ausência de descasamento entre os módulos, a potência nominal do sistema é processada apenas pelo conversor central. Por outro lado, o conversor DPP processa apenas a potência diferencial resultante do descasamento entre módulos, que representa apenas uma fração da potência total do arranjo. A arquitetura PV-PV requer a conexão de um conversor estático de potência conectado a um conjunto de módulos vizinhos. Em outras palavras, um sistema com N módulos irá requerer N–1 conversores DPP, o que traz vantagens como uma baixa tensão de bloqueio nos semicondutores e alta escalabilidade (Luz, Vicente, Tofoli, & Ribeiro, 2023).

Mesmo com as diferenças de construção, o princípio de operação desses arranjos são basicamente os mesmos, consistindo na equalização da tensão do módulo em torno do ponto de operação. Para este propósito, os conversores DPP operam proporcionando um caminho alternativo para a corrente diferencial decorrente do descasamento entre os módulos. Essa estratégia recebe o nome de desviador de corrente ou equalizador de tensão.

Nesse método, os conversores DPP trabalham em uma condição malha aberta, ou seja, os interruptores são acionados com uma razão cíclica de 50%. Logo, a função dos conversores DPP consiste em equalizar as tensões no mesmo ponto de operação, enquanto a potência máxima do sistema é rastreada por um conversor central. (Luz, Vicente, Tofoli, & Ribeiro, 2023).

A arquitetura PV-PV pode ser implementada de forma indutiva, com o conversor BBB, ou de forma capacitiva, com conversores a capacitor chaveado SC. Enquanto o conversor BBB utiliza um indutor para esse propósito, a implementação baseada no capacitor chaveado emprega um capacitor (Santos, Donoso-Garcia, & Júnior, 2019).

No caso do conversor BBB, constata-se que, para N módulos, a estrutura necessita de N capacitores de filtro, que são conectados em paralelo a cada um dos módulos, atuando como filtros, além de haver a necessidade de 2N–2 interruptores e N–1 indutores, como mostra na Fig. 1. A equalização de tensão ocorre por meio do acúmulo e liberação de energia do indutor conectado entre os módulos adjacentes ao conversor BBB (Qin, Cady, Domínguez-García, & Pilawa-Podgurski, 2015).

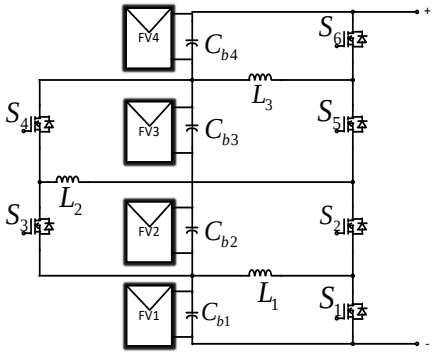

Fig. 1 Arquitetura PV-PV com conversor BBB.

Na configuração capacitiva, conversores SC são frequentemente adotados. A maior vantagem nesse caso é a eliminação dos indutores, que são elementos volumosos que afetam a densidade de potência do conversor (Luz, et al., 2023). Para sua implementação com N módulos, são necessários N capacitores de filtro, 4N–4 interruptores e N–1 capacitores flutuantes, como mostra a Fig. 2 (Ben-Yaakov, Blumenfeld, Cervera, & Evzelman, 2012). Algumas topologias podem ser rearranjadas na forma de conversores ressonantes, conhecidos como conversor ressonante a capacitor chaveado (do inglês, *resonant switched capacitor* – ReSC). Esse circuito é composto por um tanque ressonante empregando um pequeno indutor em série com o capacitor. Com isso, a estrutura opera em ressonância, obtendo-se uma comutação suave dos interruptores (Luz, Vicente, Tofoli, & Ribeiro, 2023).

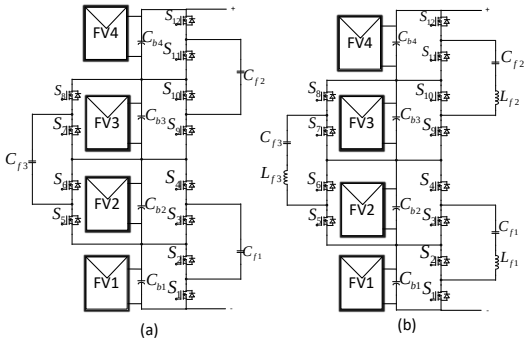

Fig. 2 Arquitetura PV-PV: (a) conversor SC; (b) conversor ReSC.

3. TOPOLOGIA BBB-ReSC A DIODOS

A nova topologia proposta consiste na união de duas estruturas conhecidas na literatura: os conversores BBB e ReSC, resultando no conversor BBB-ReSC (Luz, et al., 2023). Porém, no presente contexto, há a substituição dos

interruptores controlados por diodos nos grupos de módulos nos quais não está presente o descasamento. Essa nova estrutura é doravante denominada BBB-ReSC a diodos. A Fig. 3 mostra o conversor BBB-ReSC a diodos, sendo que no grupo associado a dois interruptores, denominado FGV1, teoricamente estaria ocorrendo o descasamento. Por outro lado, no grupo FGV2, onde não ocorre descasamento, há apenas diodos.

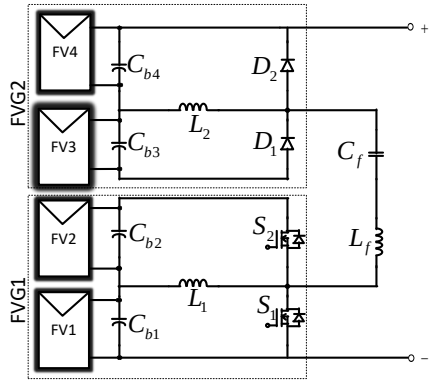

Fig. 3 Topologia BBB-ReSC a diodos.

3.1 Operação do Conversor BBB na Topologia BBB-ReSC a Diodos

A topologia BBB-ReSC a diodos fornece a equalização de tensão aplicando sinais complementares com uma razão cíclica de 50% para os pares de interruptores (Luz, Ribeiro, & Tofoli, 2022). A análise teórica da topologia pode ser melhor explicada considerando que cada conversor opera individualmente. A Fig. 4 mostra o arranjo FVG1 anteriormente apresentado na Fig. 3, sendo este composto pelos módulos FV1 e FV2 conectados ao conversor BBB.

Considerando que ocorre um descasamento temporário no módulo FV2, causado por sombreamento parcial, por exemplo, ao passo que FV1 está totalmente iluminado, uma alta corrente flui por FV1, sendo que $I_{FV1} > I_{FV2}$ (Luz, et al., 2023). Isso resulta nos modos de operação no conversor BBB descritos na sequência.

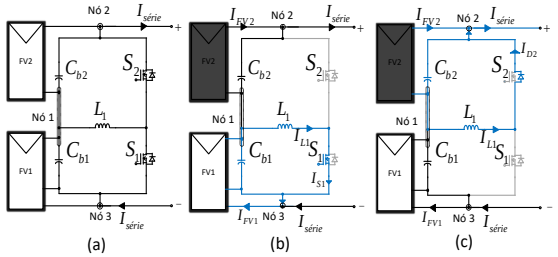

Fig. 4 Operação do conversor BBB na topologia BBB-ReSC a diodos: (a) módulos FV1 e FV2 conectados ao conversor BBB; (b) primeiro estágio; (c) segundo estágio.

Primeiro estágio [t_0, t_1]: (Fig. 4 (b)): O interruptor S_1 é ligado e o interruptor S_2 é desligado. A corrente do descasamento I_{FV1}–I_{FV2}=$I_{L1(méd.)}$ flui através de S_1 e do indutor L_1, como mostra a Fig. 5. Parte da energia coletada do módulo não sombreado F_{V1} é temporariamente armazenada em L_1.

Segundo estágio [t_1, t_2]: (Fig. 4 (c)): O interruptor S_1 é desligado e o interruptor S_2 é ligado. A energia armazenada em L_1 flui para o diodo de corpo de S_2 para compensar a corrente do módulo sombreado FV2, como mostra a Fig. 5.

A corrente média $I_{L1(med)}$ que flui pelo indutor do conversor BBB é proveniente da diferença de corrente entre os módulos adjacentes a ele, ou seja, $I_{L1(méd.)}$=I_{FV1}–I_{FV2}. A máxima ondulação da corrente ΔI_{L1} mostrada na Fig. 5 (c) é calculada conforme (1).

$$\Delta I_{L1} = \frac{DV_{OP}}{f_{sw}L_1} \tag{1}$$

sendo que D é a razão cíclica do conversor, f_{sw} é a frequência de comutação e V_{OP} é a tensão de operação referente a média das tensões de máxima potência dos módulos adjacentes ao indutor.

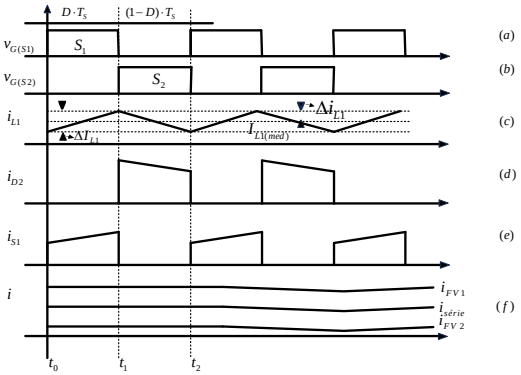

Fig. 5 Formas de onda do conversor BBB.

O mesmo procedimento de análise pode ser aplicado ao conversor BBB restante mostrado na Fig. 4, mas este será omitido por simplicidade.

Como o sistema opera como equalizador de tensão, a razão cíclica é D=50%. Considerando que a ondulação ΔI_{L1} é suficiente pequena, as correntes podem ser calculadas como (2) e (3), respectivamente.

$$I_{L1(ef.)} = I_{L1(méd.)} \tag{2}$$

$$I_{S1(ef.)} = \frac{I_{L1(méd.)}}{\sqrt{2}} \tag{3}$$

As correntes no interruptor e no diodo de corpo do interruptor são equivalentes à metade da corrente que flui no indutor, sendo expressas por (4).

$$I_{S1(méd.)} = I_{D2(méd.)} \frac{(I_{FV1} - I_{FV2})}{2} = \frac{I_{L1(méd.)}}{2} \tag{4}$$

Como os capacitores C_b atuam como filtros em regime permanente, as tensões nos módulos são constantes. Logo, a corrente que flui pelo capacitor é zero. A corrente média de saída da série fotovoltaica dada por $I_{série}$ e mostrada na Fig. 4 (b) é determinada por meio de análise nodal e expressa por (5).

$$I_{série} = I_{FV2} + I_{D2} \tag{5}$$

em que I_{D2} é a corrente que flui pelo diodo de corpo do interruptor S_2.

Analisando o nó 3, chega-se ainda a (6).

$$I_{série} = I_{FV1} - I_{S1} \tag{6}$$

Considerando D=50%, tem-se (7).

$$I_{D2(méd.)} = I_{S1(méd.)} = \frac{I_{L1(méd.)}}{2} \tag{7}$$

Somando (5) e (6), considerando (7), obtém-se (8).

$$I_{série} = \frac{I_{FV1} + I_{FV2}}{2} \tag{8}$$

Desse modo, a corrente média de saída da série é dada pela contribuição dos dois módulos, assumindo que o sistema está em regime permanente, ou seja, a contribuição de C_{b1} e C_{b2} é nula. Portanto, com o conversor DPP, a potência de saída da série é dada pela contribuição dos dois módulos. Dessa forma, mesmo que um módulo seja submetido a uma condição de descasamento, a energia do módulo descasado será aproveitada e transferida para a carga. Caso não ocorra um descasamento entre os módulos, tem-se I_{FV1}=I_{FV2}. Logo, a corrente de descasamento será zero e os conversores BBB não irão processar a potência (Luz, et al., 2023).

3.2 Operação do Conversor ReSC da Topologia BBB-ReSC a Diodos

Considerando a operação do conversor ReSC de acordo com a Fig. 6, os dois módulos em cada grupo são vistos como um único elemento, denominados FVG1 e FVG2 na Fig. 6 (a). Assume-se uma condição de descasamento em FVG2, sendo V_{FVG2}<V_{FVG1}, V_{FVG1}=V_{FV1}+V_{FV2} e V_{FVG2}=V_{FV3}+V_{FV4}, de modo que V_{FV1}…V_{FV4} são as tensões dos módulos FV1...FV4, respectivamente. Isso resulta nos modos de operação no conversor ReSC descritos a seguir.

Primeiro estágio [t_0, t_1] (Fig. 6 (b)): O interruptor S_1 é ligado e o diodo D_1 é polarizado diretamente. O interruptor S_2 é desligado e o diodo D_2 é polarizado reversamente. O tanque ressonante composto por C_f e L_f é conectado a FVG1 e uma quantidade de carga q_2=$C_f V_{FVG1}$ é armazenada no capacitor ressonante.

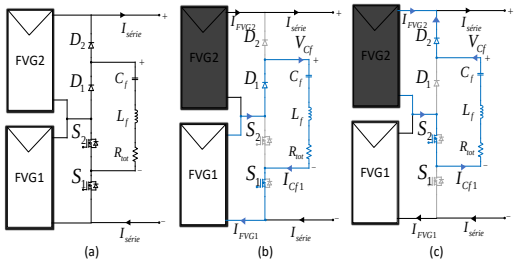

Fig. 6 Operação do conversor ReSC na topologia BBB-ReSC a diodos: (a) FVG1 e FVG2 conectados ao conversor ReSC; (b) primeiro estágio; (c) segundo estágio.

Segundo estágio [t_1, t_2] (Fig. 6 (c)): O interruptor S_2 é ligado e o diodo D_2 é polarizado diretamente. O interruptor S_1 é desligado e o diodo D_1 é polarizado reversamente. O tanque ressonante está conectado em paralelo com FVG2. A energia armazenada em C_f flui através do diodo D_2, sendo entregue para o grupo FVG2 para compensar a corrente do módulo sombreado.

A Fig. 7 ilustra as principais formas de onda do conversor ReSC, sendo que na Fig. 7 (a) e Fig. 7 (b) têm-se os sinais de comando aplicados ao interruptor com D=50%. As formas de onda na Fig. 7 (c) ilustram as tensões V_{FVG1} e V_{FVG2} aplicadas ao capacitor flutuante C_f, enquanto v_{CLf} é a tensão instantânea em C_f. É importante frisar que as formas de onda quadradas são obtidas por meio de valores suficientemente grandes das capacitâncias C_{b1} e C_{b2} do grupo FVG1 e C_{b3} e C_{b4} do grupo FVG2. A ondulação de tensão e a tensão média no capacitor C_f são dadas respectivamente por V_{FVG2}–V_{FVG1} e (V_{FVG1}+V_{FVG2})/2.

Em teoria, a súbita conexão do capacitor flutuante ao grupo de módulos levaria a um pico ilimitado de corrente. Entretanto, na prática, esse valor é limitado pela resistência total equivalente R_{tot}, que é composta pela soma da resistência série equivalente do capacitor e pelas resistências de condução R_{on} dos interruptores e diodos.

Novamente, se o circuito ressonante operar na frequência de ressonância fundamental, dada pela equação (9), a indutância e a capacitância são mutuamente canceladas.

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \tag{9}$$

Como consequência, os valores de pico e eficaz da corrente que flui pelo circuito ressonante são expressos por (10) e (11), significativamente.

$$I_{CLf\,(\text{pico})} = \frac{2(V_{FVG1} - V_{FVG2})}{\pi R_{tot}} \tag{10}$$

$$I_{CLf\,(\text{ef.})} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{2(V_{FVG1} - V_{FVG2})}{\pi R_{tot}} \tag{11}$$

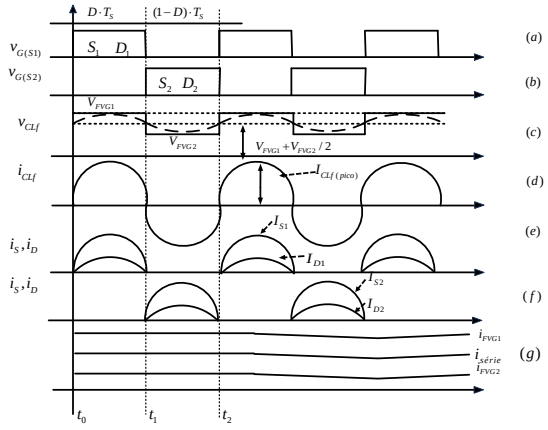

Fig. 7 Formas de onda do conversor ReSC.

Os interruptores e os diodos são submetidos à metade do ciclo de trabalho. Logo, as correntes de pico, eficaz e média nesses elementos são dadas por (12), (13) e (14) respectivamente.

$$I_{S1(\text{pico})} = I_{S2(\text{pico})} = I_{D1(\text{pico})} = I_{D2(\text{pico})} = \frac{2(V_{FVG1} - V_{FVG2})}{\pi R_{tot}} \tag{12}$$

$$I_{S1(\text{ef.})} = I_{S2(\text{ef.})} = I_{D1(\text{ef.})} = I_{D2(\text{ef.})} = \frac{V_{FVG1} - V_{FVG2}}{\pi R_{tot}} \tag{13}$$

$$I_{S1(méd.)} = I_{S2(méd.)} = I_{D1(méd.)} = I_{D2(méd.)} = \frac{2(V_{FVG1} - V_{FVG2})}{\pi^2 R_{tot}} \quad (14)$$

A partir de (12) e (13), verifica-se que tanto a corrente de pico quanto a corrente eficaz são dependentes da diferença de tensão entre os grupos de módulos adjacentes e da soma das resistências no caminho da corrente. Assim, sempre haverá uma pequena diferença de tensão entre os grupos conforme mostra a Fig. 7 (c).

4. RESULTADOS E DISCUSSÃO

Para a análise da topologia proposta em cenários de descasamentos temporários e permanentes visando à recuperação energética, foi realizada a implementação da mesma em um ambiente computacional, empregando o *software* MATLAB/*Simulink*. A simulação se baseia em oito módulos divididos em dois arranjos com quatro módulos em série empregando a configuração TCT (do inglês, *total-cross-tied*). Em relação ao descasamento permanente, umas das razões de sua origem é a conexão de módulos de especificações diferentes. Logo, o arranjo adotado consiste em dois modelos distintos: RSM02P do fabricante *Resun* e KS-10 do fabricante *Kyocera*. Ambos operam nas condições de teste padrão (do inglês, *standard test condition* – STC), correspondente a 1000 W/m^2 e 25 °C. A **Tabela 1** apresenta as características detalhadas dos módulos mencionados anteriormente.

Tabela 1. Características dos módulos fotovoltaicos.

Parâmetro	Módulo RSM02P	Módulo KS-10
Tensão de circuito aberto	V_{OC}=21,6 V	V_{OC}=21,7 V
Corrente de curto-circuito	I_{SC}=1,23 A	I_{SC}=0,62 A
Tensão de máxima potência	V_{MPP}=18,2 V	V_{MPP}=17,4 V
Corrente de máxima potência	I_{MPP}=1,10 A	I_{MPP}=0,58 A
Máxima potência	P_{MPP}=20 W	P_{MPP}=10 W

O diodo utilizado na avaliação computacional foi o UF4003, que apresenta as seguintes características: queda de tensão direta, V_D = 1,0 V; corrente direta máxima, I_F = 1,0 A.

Para a avaliação do funcionamento do conversor BBB-ReSC a diodos, realiza-se a análise do conversor para dois cenários de descasamento. O primeiro caso se baseia no fato de que os quatro módulos do grupo FVG1 encontram-se casados entre si e descasados dos demais módulos do arranjo, com ambos os oito módulos operando em STC. No segundo caso, dois módulos inferiores do grupo FVG1, especificamente FV1 e FV2, estão descasados dos demais. Além disso, tem-se um descasamento temporário correspondente ao sombreamento parcial, no qual FV1 e FV2, recebem uma irradiância de 400 W/m^2, além de haver o aumento da temperatura para 45 °C, no que os 6 módulos restantes operam em STC. Para cada cenário, foi empregada a técnica MPPT perturba e observa (P&O) devido à simplicidade de implementação.

Para o funcionamento do conversor BBB-ReSC a diodos, é necessário o dimensionamento dos indutores dos conversores BBB por meio de (1). O valor da indutância obtida é a mesma para todos os indutores dos conversores BBB de cada grupo de módulos. Pelo fato dos conversores BBB e ReSC compartilharem os mesmos interruptores, a frequência de comutação do conversor BBB-ReSC a diodos é a mesma para ambos os conversores, sendo adotada como 50 kHz neste trabalho.

A máxima tensão na qual o indutor está submetido é dada pela média das tensões dos módulos adjacentes, ou seja, as tensões dos módulos RSM02P e KS-10, V_{OP}=17,8 V. A corrente média que flui pelo indutor é dada pela diferença das correntes dos módulos adjacentes ao indutor do conversor BBB na tensão de operação V_{OP}, resultando em $I_{L1(méd.)}$=1,1–0,58=0,52 A. Adota-se ainda se uma ondulação de corrente ΔI_{L1}=10% $I_{L1(méd.)}$, o que resulta em L_1 = 3,4 mH a partir de (1). Os capacitores e indutores do circuito ressonante dos conversores ReSC são determinados por meio de (15).

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_f C_f}} \quad (15)$$

Sendo f_{sw}=50 kHz, é necessário igualar esse valor à frequência ressonante fundamental, f_0 para o cálculo dos elementos do circuito ressonante. Um dos elementos da expressão (15) deve ser fixado, sendo adotado um capacitor flutuante C_f =1 µF como referência. Logo, obtém-se L_f =10 µH.

A Fig. 8 apresenta a topologia simulada no *software* MATLAB/*Simulink*, sendo mostrados para a quantidade de oito módulos.

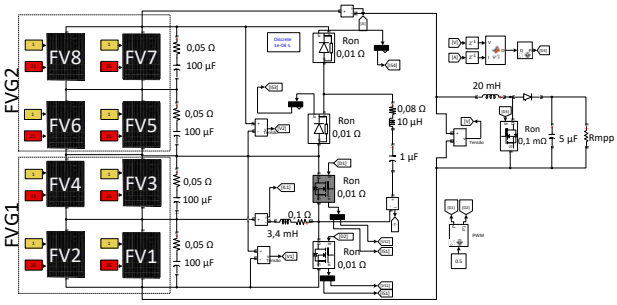

Fig. 8 Topologia proposta implementada em ambiente Simulink.

4.1 Cenário 1: Descasamento Permanente entre Grupos Fotovoltaicos

O primeiro cenário consiste na conexão de quatro módulos modelo RSM020P de 20 W no grupo FVG1 e quatro módulos modelo KS-10 de 10 W no grupo FVG2. Logo, a máxima potência teórica será de 120 W, sendo resultante da soma das potências de todos os módulos. A Fig. 9 mostra as formas de ondas da potência de saída do arranjo, sendo que há um aumento notável na energia extraída. Em virtude do descasamento, sem a operação do conversor BBB-ReSC a diodos, a potência seria de 69,5 W. Após a inclusão do conversor, a potência aumentou para 119,3 W, correspondendo a um aumento de 71,65%. Em relação as perdas gerais no sistema, houve uma perda de 0,7 W em comparação com o valor da condição ideal de 120 W, o que representa 0,58% de perda, um valor irrisório.

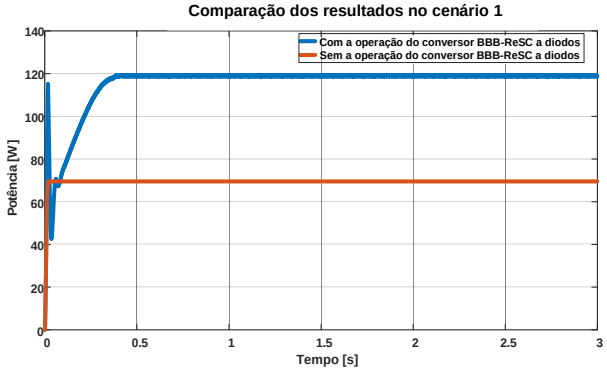

Fig. 9 Comparação de resultados no cenário 1.

4.2 Cenário 2: Descasamento Permanente entre Os Módulos do Mesmo Grupo e Descasamento Temporário

O cenário 2 consiste em uma situação mais crítica, na qual há a conexão de dois módulos modelo RSM020P na parte inferior do arranjo, enquanto os outros módulos são do tipo KS-10. Porém, os dois módulos inferiores do grupo FVG1 estão com uma irradiância de 400 W/m^2 e uma temperatura de 45 °C. Assim, a potência máxima teórica do arranjo fotovoltaico é 74,10 W. Sendo o caso mais crítico entre os analisados por envolver dois tipos de descasamentos, o cenário 2 resulta em uma potência de saída sem a operação do conversor no valor de 59,12 W. Com o conversor em operação, a potência de saída torna-se 68,81 W, havendo um aumento de 16,40%, como mostra na Fig. 10. As perdas foram de 5,29 W, simbolizando um valor de 7,13%.

Fig. 10 Comparação de resultados no cenário 2.

Porém, esse valor obtido apresenta uma diferença maior em relação ao valor máximo teórico na comparação com outros cenários devido ao fato de o método P&O apresentar grandes oscilações na tensão MPP em condições com baixa irradiância. A **Tabela 2** apresenta os resultados obtidos.

Tabela 2. Comparação dos resultados obtidos nos cenários propostos

Potência extraída com a operação do conversor			
Cenário	Máxima Potência Teórica	Potência Média Extraída	Desempenho
1	120 W	119,3 W	99,41%
2	74,10 W	68,81 W	92,86%

5. CONCLUSÃO

Devido a problemas recorrentes relacionados a descasamentos que acometem os módulos fotovoltaicos, como por exemplo, a conexão de módulos com especificações diferentes causaria um desequilíbrio no arranjo fotovoltaico, afetando principalmente o desempenho na extração de potência. Logo, torna-se necessária a utilização de medidas para mitigar a redução na extração da potência. Uma possível solução para esse problema reside no uso de conversores DPP, que foi adotado nesse trabalho para essa finalidade. Ao se analisar os resultados obtidos, é possível inferir que a topologia BBB-ReSC a diodos apresenta um ótimo desempenho nos cenários propostos, mesmo ocorrendo perdas devido aos dispositivos semicondutores de potência. De modo geral, pode-se afirmar que esta é uma alternativa viável para aplicações práticas, dada a modularidade inerente da estrutura que permite sua extensão a um maior número de módulos fotovoltaicos.

Agradecimentos

Os autores agradecem o apoio das seguintes instituições: UNIFEI, UFSJ, FAPEMIG, CAPES, CNPq e INERGE.

REFERÊNCIAS

Ben-Yaakov, S., Blumenfeld, A., Cervera, A., & Evzelman, M. (2012). Design and evaluation of a modular resonant switched capacitors equalizer for PV panels. In *2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)* (pp. 4129-4136).

Femia, N., Lisi, G., Petrone, G., Spagnuolo, G., Vitelli, M. (2008). Distributed maximum power point tracking of photovoltaic arrays: Novel approach and system analysis. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 55, 2610–2621.

Kim, K. A., Shenoy, P. S., & Krein, P. T. (2015). Converter rating analysis for photovoltaic differential power processing systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, *30*, 1987-1997.

Luz, C. M. A., Ribeiro, E. R., & Tofoli, F. L. (2022). Analysis of the PV-to-PV architecture with a bidirectional buck-boost converter under shading conditions. *Solar Energy*, *232*, 102-119.

Luz, C. M. A., Vicente, E. M., Tofoli, F. L., & Ribeiro, E. R. (2023). Differential power processing architecture to increase energy harvesting of photovoltaic systems under permanent mismatch. *Solar Energy*, *263*, 111940.

Qin, S., Cady, S. T., Domínguez-García, A. D., & Pilawa-Podgurski, R. C. N. (2015). A distributed approach to maximum power point tracking for photovoltaic submodule differential power processing. *IEEE Transactions on Power Electronics*, *30*, 2024-2040.

Santos, C. H. G., Donoso-Garcia, P. F., & Júnior, S. I. S. (2019). A comparative analysis of voltage equalizers for partial shading compensation in PV arrays. *Eletrônica de Potência*, *24*, 323-335.