CONVERSOR *BUCK-BOOST* BIDIRECIONAL HÍBRIDO A CAPACITOR CHAVEADO RESSONANTE PARA PROCESSAMENTO DIFERENCIAL DE POTÊNCIA EM SISTEMAS FOTOVOLTAICOS

Caio Meira Amaral da Luz – caiomeiramaral@hotmail.com
Universidade Federal de São João del Rei, Departamento de engenharia elétrica
Enio Roberto Ribeiro
Universidade Federal de Itajubá, Departamento de Engenharia elétrica
Fernando Lessa Tofoli
Universidade Federal de São João del Rei, Departamento de engenharia elétrica

Resumo. *Na maioria das aplicações práticas, os módulos fotovoltaicos devem ser conectados em série para atingir um nível de tensão desejado para uma aplicação específica. Um problema importante que acomete frequentemente este tipo de conexão é descasamento entre os módulos. Este pode ser causado por vários fatores dentre os quais podem ser classificados como permanentes ou temporários. Como resultado, haverá uma grande redução da potência fornecida pela série FV. Para mitigar este problema, diodos desvio ou* bypass *são a técnica mais amplamente utilizada devido a sua simples implementação. No entanto, essa técnica é apropriada apenas para descasamentos temporários. Dessa forma, este trabalho tem como objetivo desenvolver e implementar uma nova topologia baseada no conceito de processamento diferencial da potência. Esta se fundamenta na hibridização de duas estruturas bem conhecidas: o conversor buck-boost bidirecional e o conversor de capacitor comutado ressonante. Por sua vez, essa hibridização é caracterizada pela associação das vantagens de ambos os conversores. Como resultado, uma arquitetura aprimorada é obtida. Entre as principais vantagens do conversor proposto, pode-se mencionar o menor número de interruptores bem como menores esforços de tensão e a eliminação da comutação dissipativa. Testes experimentais demonstram que há uma recuperação energética de até 50%.*

Palavras-chave: *Descasamento, conversores DPP, séries fotovoltaicas.*

1. INTRODUÇÃO

Tipicamente, a tensão fornecida por módulos fotovoltaicos (FV) é baixa, envolvendo níveis que variam entre 15 V e 45 V (Kasper *et al*., 2014). Dessa forma, torna-se necessário conectá-los em séries fotovoltaicas (FV) visando obter a tensão exigida por uma dada aplicação. Em uma série FV, todos os módulos que a compõem devem operar com o mesmo valor de corrente. Entretanto, sabe-se que a corrente de operação do módulo é fortemente influenciada pela irradiância incidente em sua superfície e, em menor grau, pela sua temperatura (Dolara *et al*., 2013). Logo, se todos os módulos estiverem submetidos à mesma irradiância, a potência fornecida pela série FV comporta-se de forma quase linear ao nível de irradiância incidente. Por outro lado, se a corrente gerada por um ou mais módulos for diferente, haverá um descasamento (*mismatch*, em inglês) na série FV. Dessa forma, a potência de saída da série FV não se comportará de maneira linear com a irradiância, mas também dependerá do ponto de operação de cada módulo. De modo geral, o descasamento entre os módulos provoca uma redução na potência produzida pela série quando comparado à potência gerada com os módulos perfeitamente casados (Niazi *et al*., 2019).

O descasamento entre os módulos é um fenômeno que acomete frequentemente sistemas FV. Este, por sua vez, pode ser gerado por diversos fatores nos quais são classificados entre temporários e permanentes. Os descasamentos temporários são caracterizados pela sua rápida e não constante incidência. Dentre estes, pode-se mencionar: sombreamento parcial e sujeira não uniforme na superfície do módulo. Já dentre os descasamentos permanentes, pode-se citar: diferenças de orientação e inclinação com relação ao Sol; diferenças de fabricação (Niazi *et al*., 2019); envelhecimento dos módulos (Sherwani and Usmani, 2010); e conexão de módulos com diferentes especificações.

Todos os fatores supracitados reduzem a produção de corrente do módulo FV afetado. Assim, o descasamento é caracterizado pela diferença entre as correntes geradas pelos módulos conectados em uma série FV. Considerando as leis de Kirchhoff, a corrente de operação de cada módulo é restrita a um valor comum para todos os módulos da série FV, podendo acarretar duas situações. Na primeira situação, a corrente gerada pela série FV é limitada ao valor da corrente do módulo que gera menor corrente, como consequência, é constatada uma redução da potência total extraída desse arranjo. No segundo caso, a corrente de operação é definida pelos módulos com maior nível de corrente, de forma que, o ponto de operação desse módulo é alocado na região de polarização reversa. Nesse caso, esse módulo irá consumir parte da potência da série FV, dissipando-a na forma de calor. Isso dá origem ao fenômeno conhecido como pontos quentes (*hotspots*, em inglês). Em situações severas de descasamento, pode haver danos irreparáveis aos dispositivos que compõem a série FV (Herrmann *et al*., 1997; Ahsan *et al*., 2018).

A estratégia do diodo de desvio é amplamente adotada tanto em trabalhos acadêmicos quanto em aplicações comerciais. Apesar de alguns autores tratarem o diodo de desvio como uma estratégia de mitigação do descasamento, sua principal função consiste apenas na proteção do módulo FV, sobretudo quando este opera na região de polarização reversa. Essa proteção, por sua vez, ocorre mediante ao curto circuito do módulo afetado. Ou seja, o módulo descasado da série FV é completamente eliminado, mesmo que este ainda produza potência. Dessa forma, fica evidente que a estratégia do diodo de desvio é ineficiente em situações de descasamentos permanentes, já que os módulos descasados são completamente eliminados.

Diante desse cenário, diversas estratégias de mitigação do descasamento têm sido propostas. Dentre estas, o processamento diferencial de potência (DPP, do inglês, *differential power processing*) tem recebido grande atenção por apresentar melhorias em termos de recuperação energética, facilidade de implementação e custo (Khan and Xiao, 2017; Qin et al., 2016). Essa estratégia foi introduzida por Walker and Pierce (2006), mas sua análise matemática e verificação da viabilidade prática foram apresentadas por Shenoy *et al*. (2013).

Nessa estratégia, os conversores são conectados em paralelo aos módulos e, dependendo da maneira como são conectados entre si e com o barramento CC do inversor, dão origem às arquiteturas FV-FV, FV-bus, híbrida e em camada. Cada uma dessas arquiteturas pode usar diferentes topologias de conversores CC-CC. As arquiteturas FV-FV, híbrida e em camada, podem ser implementadas com conversores *buck-boost* bidirecionais (BBB) (Qin *et al*., 2013; Ye *et al*., 2017) ou com conversores a capacitor chaveado (SC, do inglês, *switched capacitor*) (Qiu *et al*., 2016; Kesarwani *et al*., 2014). Por outro lado, na arquitetura FV-bus é comum o uso do conversor *flyback* ou BBB (Chu *et al*., 2017). Embora haja diferenças construtivas, o princípio de funcionamento desses arranjos é basicamente o mesmo e consiste em equalizar as tensões dos módulos em torno de um ponto de operação. Para essa finalidade, os conversores dessas arquiteturas, doravante denominados conversores DPP, atuam armazenando parte da energia gerada pelo descasamento no indutor ou capacitor durante um curto intervalo de tempo e, em seguida, a liberam na forma de corrente nos terminais de saída módulos sombreados para compensar o descasamento. Essa estratégia recebe, ainda, diferentes denominações: desviadores de corrente por Kadri *et al*. (2011) e equalizadores de tensão por Shams *et al*. (2021). Uma vantagem importante dessa estratégia reside no fato de que, na ausência de descasamento entre os módulos, toda a potência do sistema é processada apenas pelo conversor central. Por outro lado, os conversores DPP processam apenas a potência diferencial proveniente do descasamento entre os módulos. A potência diferencial, geralmente, representa apenas uma fração da potência total da série FV. Esse aspecto resulta em maior eficiência, menor volume e menores esforços de corrente e tensão nos elementos usados nos conversores DPP (Qin *et al*., 2014).

Apesar do conceito de DPP apresentar diversas vantagens frente à mitigação do descasamento, pouca atenção tem sido dada aos descasamentos permanentes. Essa lacuna torna-se ainda mais evidente que tange os descasamentos provenientes de módulos com diferentes especificações já que, até o momento da escrita desse artigo, até onde o autor pode afirmar, não foram encontrados estudos abordando esse problema específico na literatura. Vale ressaltar a importância desse estudo tendo em vista que, durante o tempo de vida de uma instalação FV, diversos fatores podem contribuir para a necessidade da troca de um determinado módulo da instalação FV. Além disso, como em qualquer descasamento permanente, a tradicional estratégia do diodo de desvio é ineficaz nessa situação.

Diante dos problemas expostos, uma topologia aprimorada para situações de descasamento permanente é proposta. Essa topologia aprimorada, por sua vez, é fundamentada na topologia desenvolvida por Ramli and Salam (2014). Essa última, por sua vez, apresenta importantes avanços em relação as topologias já relatadas na literatura e consiste em uma arquitetura híbrida estruturada pela união dos conversores BBB e SC. Dentre suas principais vantagens, pode-se citar: não há a necessidade de indutores acoplados e eliminação do problema do acúmulo de corrente desviada. Além disso, diferentemente da maioria das a topologia DPP, que são aplicadas a nível de submódulo, essa topologia pode ser aplicada a nível de módulo. Entretanto, uma importante desvantagem dessa topologia consiste na comutação dissipativa dos interruptores, pois se trata de uma estrutura que possui capacitores chaveados. Nesse sentido, a topologia proposta nesse artigo resolver esse problema mediante a inserção de um simples indutor em serie com o capacitor. Obtém-se um circuito ressonante que se comporta de maneira semelhante ao conversor a capacitor chaveado ressonante (ReSC, do inglês, *resonant switched capacitor*). Isso proporciona uma comutação com corrente nula e elimina as perdas por comutação dissipativa.

2. TOPOLOGIA PROPOSTA

A Figura 1 ilustra o circuito esquemático da topologia proposta. Observa-se que em série com o capacitor flutuante é inserido um indutor. Esse indutor é responsável por fornecer ressonância ao circuito. Dessa forma, conforme será demostrado, os interruptores operam em comutação com corrente nula e, como consequência, elimina-se as perdas por comutação dissipativa. Para melhor exemplificar o funcionamento da topologia, divide-se a série fotovoltaica em dois grupos, FVG1 e FVG2, cada qual com dois módulos. Cada um desse grupos é composto por um conversor BBB. A conexão entre os grupos, por sua vez, é realizada pelo circuito ressonante, que opera de maneira semelhante ao conversor ReSC. a operação e funcionamento de cada um desses conversores será exemplificado a seguir.

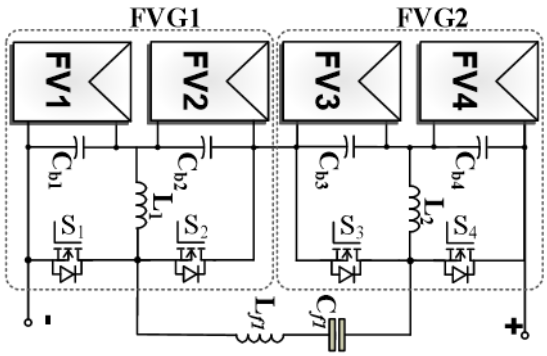

Figura 1 - Topologia proposta.

2.1 Funcionamento do conversor *buck-boost* bidirecional

A Figura 2 (a) ilustra o conversor BBB do grupo FVG1 da Figura 1. Para fins de análise, assume-se uma condição de descasamento na qual a corrente gerada pelo módulo FV2 no seu MPP é menor que a do módulo FV1 no seu MPP, ou seja, $I_{FV2} < I_{FV1}$. Assim, tem-se os seguintes modos de operação:

- No intervalo $[t_0, t_1]$, representado pela Figura 2 (b), o interruptor S_1 encontra-se em condução e o interruptor S_2 está bloqueado. A corrente diferencial $\Delta I = I_{FV1} - I_{FV2}$ flui através indutor L_1 e do interruptor S_1, conforme a forma de onda i_{L1} na Figura 2 (d). Como consequência, parte da energia do módulo não sombreado é temporariamente armazenada no indutor L_1.
- No intervalo $[t_1, t_2]$, Figura 2 (c), os estados dos interruptores são invertidos e a energia previamente armazenada do indutor L_1 é descarregada através do diodo de corpo do interruptor S_2, segundo a forma de onda da Figura 2 (d).

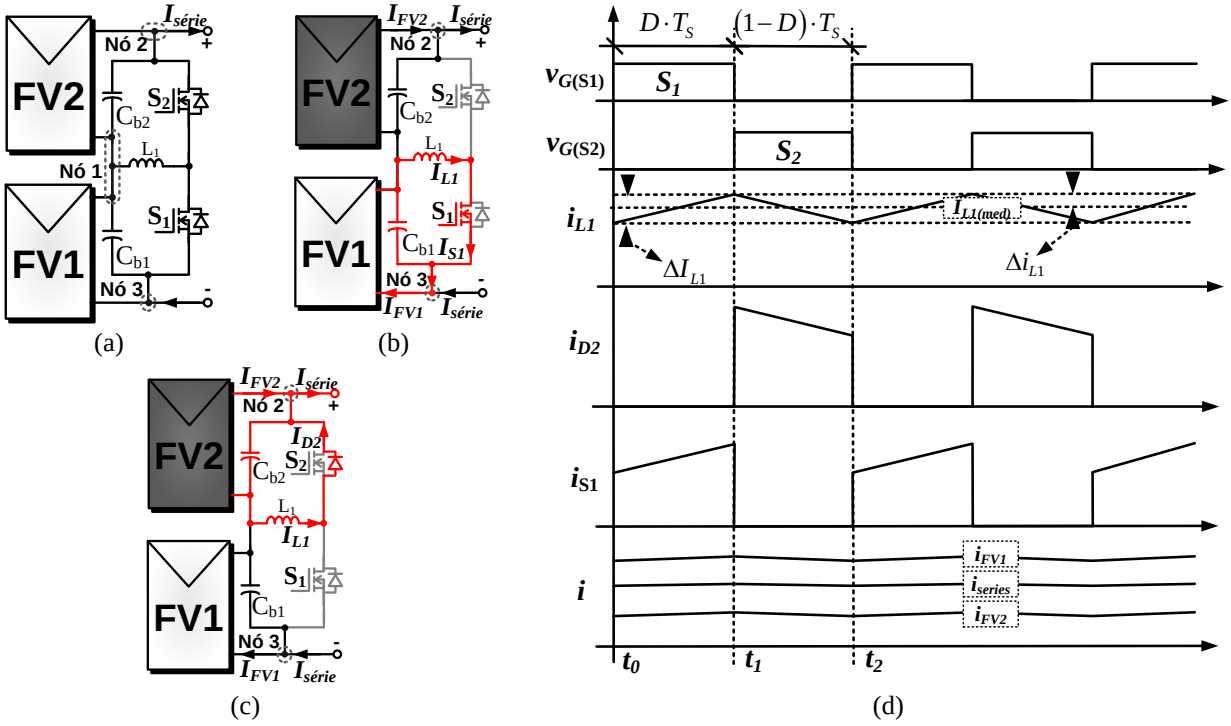

Figura 2 - Operação do conversor ReSC: (a) Módulos FVG1 e FVG2 conectados ao conversor SC. (b) Primeiro intervalo. (c) Segundo intervalo. (d) Principais formas de onda.

A corrente média $I_{L1(méd.)}$ que flui pelo indutor do conversor BBB é proveniente da diferença de corrente, ou corrente diferencial, entre os módulos adjacentes a ele. Ou seja, $I_{L1(med)} = \Delta I = I_{FV1} - I_{FV2}$. A máxima ondulação da corrente i_{L1} correspondendo a ΔI_{L1} é calculada conforme a Eq. (1).

$$\Delta I_{L1} = \frac{DV_{OP}}{L_1 f_s}, \tag{1}$$

em que D representa a razão cíclica do conversor, f_s é a frequência de comutação e V_{OP} é a tensão de operação referente à média das tensões de máxima potência dos módulos adjacentes ao indutor. As correntes nos interruptores são equivalentes à metade do ciclo de tralho, conforme ilustrado por i_{D2} e i_{S1} na Figura 2 (d). Logo, as correntes eficazes que

fluem pelo indutor, pelo interruptor e pelo diodo são expressas, respectivamente, pela Eq. (2) e Eq. (3), considerando uma oscilação suficientemente pequena.

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

$$I_{S1(\text{méd.})} = I_{D2(\text{méd.})} = \frac{I_{L1}}{\sqrt{2}}. \tag{3}$$

Os capacitores C_b atuam como elementos de filtro e, em regime permanente, as tensões dos módulos são constantes. Logo, a corrente média que flui pelo capacitor é zero. Assim, a corrente média de saída da série FV pode ser obtida por meio de uma análise nodal, resultando na Eq. (4).

$$I_{série} = \frac{I_{FV1} + I_{FV2}}{2}. \tag{4}$$

Conclui-se que a corrente média de saída da série FV é dada pela contribuição da corrente dos dois módulos. Dessa forma, diferente da estratégia do diodo desvio, cuja única finalidade consiste na proteção do módulo, com o conversor DPP a potência de saída da série FV é dada pela contribuição dos dois módulos.

2.2 Funcionamento do conversor a capacitor chaveado

Na Figura 3 (a), observa-se a estrutura do conversor ReSC que interliga os FVG1 e FVG2 da Figura 1. Por simplicidade, parte dos conversores BBB foi retirada, pois esses circuitos não estão envolvidos na operação do conversor ReSC. O conversor ReSC não é capaz de equalizar perfeitamente as tensões dos grupos de módulos adjacentes. Isso é decorrente da inerente impedância efetiva que surge em decorrência da sua operação. Assim, para uma análise inicial, assume-se uma condição de descasamento na qual a tensão de operação do grupo de módulos FVG2, dada por V_{FVG2}=V_{FV3}+V_{FV4}, seja menor que a do grupo FVG1, dada por V_{FVG1}=V_{FV1}+V_{FV2}. Ou seja, como V_{FVG2}<V_{FVG1} tem-se:

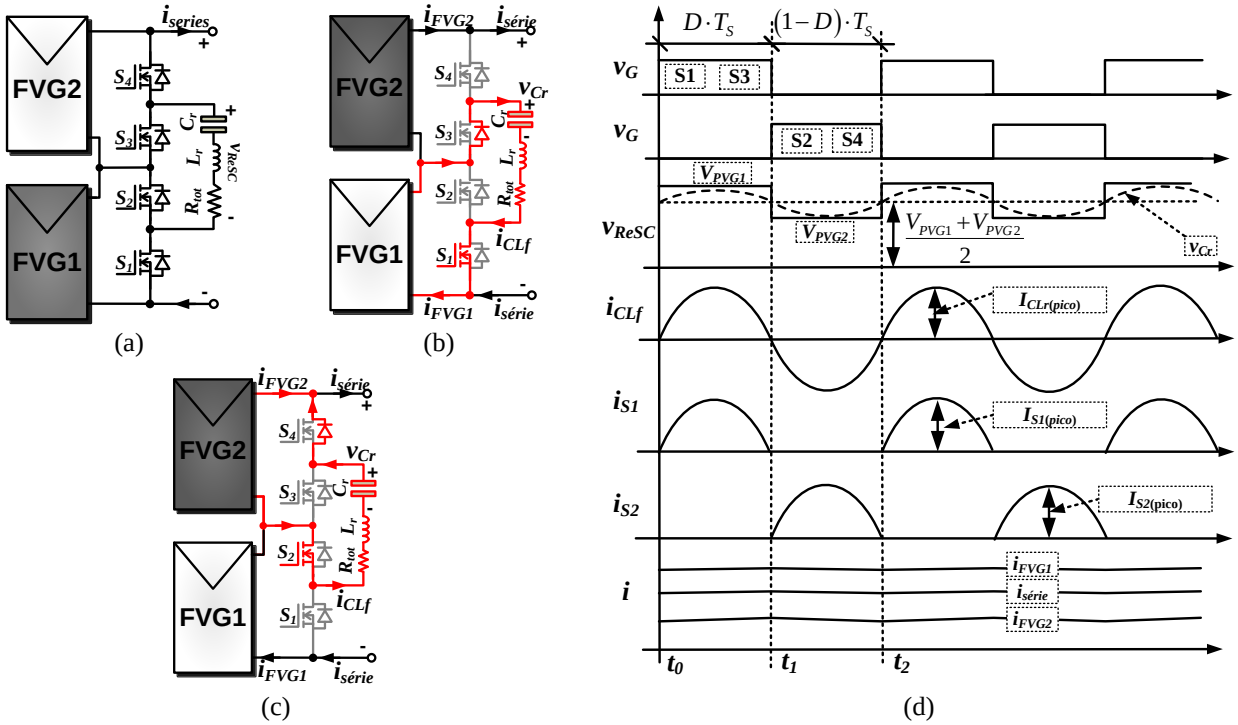

Figura 3 - Operação do conversor ReSC: (a) Módulos FVG1 e FVG2 conectados ao conversor SC. (b) Primeiro estágio. (c) Segundo estágio. (d) Principais formas de onda.

- No intervalo [t_0, t_1], representado pela Figura 3 (b), os interruptores S_1 e S_3 encontram-se acionados e os interruptores S_2 e S_4 estão bloqueados. O circuito ressonante é configurado em paralelo com o grupo de módulos FVG1 e a energia proveniente do descasamento é temporariamente armazenada no tanque ressonante.
- No intervalo [t_1, t_2], representado pela Figura 3 (c), os estados dos interruptores são invertidos e o circuito ressonante é configurado em paralelo com os módulos do grupo FVG2. A energia, previamente armazenada no capacitor, é entregue para o grupo FVG2, objetivando a equalização de tensão, conforme ilustrado na curva da Figura 3 (d).

Por se tratar de uma estrutura comutada, a tensão à qual o circuito ressonante está submetido possui uma característica de forma da onda quadrada. Esse aspecto é ilustrado por v_{ReSC} na Figura 3 (d). Nesse caso, a tensão ao qual o circuito ressonante está submetida é determinada por meio de uma série de Fourier o que resulta na Eq. (5).

$$v_{\text{ReSC}}(t) = \frac{V_{FVG1} + V_{FVG2}}{2} + \frac{2(V_{FVG1} - V_{FVG2})}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \text{sen}\left(\frac{2n\pi}{T_s} t\right), \tag{5}$$

em que T_s é o período de comutação.

Considerando que o circuito ressonante possui elevado fator de qualidade e opera na frequência ressonante fundamental expressa pela Eq. (6), a Eq. (5) pode ser simplificada conforme a Eq. (7).

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_f C_f}}, \tag{6}$$

$$v_{\mathrm{Re}SC}(t) = \frac{V_{FVG1} + V_{FVG2}}{2} + \frac{2(V_{FVG1} - V_{FVG2})}{\pi}\,\mathrm{sen}\left(\frac{2\pi}{T_s}t\right). \tag{7}$$

A corrente que flui nos interruptores e no circuito ressonante pode ser obtida pela divisão da Eq. (7) pelas respectivas impedâncias do circuito ressonante para as diversas frequências envolvidas. A componente c.c da Eq. (7) possui frequência nula. A impedância do circuito ressonante para essa frequência é infinita, de forma que não haverá circulação de corrente CC. Por outro lado, a componente c.a. de tensão na frequência f_0, terá como impedância $|R_{tot}|$. Assim, o módulo da corrente CA é dado pela Eq. (8).

$$i_{CLf}(t) = \frac{2(V_{FVG1} - V_{FVG2})}{\pi R_{tot}}\,\mathrm{sen}\left(\frac{2\pi}{T_S}t\right). \tag{8}$$

A corrente i_{CLf} ilustrada na Figura 3 (d) possui característica puramente senoidal. Logo, a partir da Eq. (8), tem-se que as correntes de pico e eficaz no circuito ressonante são dadas respectivamente pela Eq. (9) e Eq. (10).

$$I_{CLf\,(\mathrm{pico})} = \frac{2(V_{FVG1} - V_{FVG2})}{\pi R_{tot}}, \tag{9}$$

$$I_{CLf\,(\mathrm{ef.})} = \frac{1}{\sqrt{2}}\frac{2(V_{FVG1} - V_{FVG2})}{\pi R_{tot}}, \tag{10}$$

em que R_{tot} é a soma das resistências dos componentes do caminho da corrente conforme ilustrado na Figura 3 (a).

Conforme ilustrado pelas formas de onda de i_{S1} e i_{S2} na Figura 3 (d), cada interruptor conduz durante metade do período de comutação. Como consequência, as correntes de pico, eficaz e média que flui pelos interruptores são expressas, respectivamente, pela Eq. (11), Eq. (12) e Eq. (13).

$$I_{S1(\mathrm{pico})} = I_{S2(\mathrm{pico})} = I_{S3(\mathrm{pico})} = I_{S4(\mathrm{pico})} = \frac{2(V_{FVG1} - V_{FVG2})}{\pi R_{tot}}, \tag{11}$$

$$I_{S1(\mathrm{ef.})} = I_{S2(\mathrm{ef.})} = I_{S3(\mathrm{ef.})} = I_{S4(\mathrm{ef.})} = \frac{(V_{FVG1} - V_{FVG2})}{\pi R_{tot}}, \tag{12}$$

$$I_{S1(\mathrm{méd.})} = I_{S2(\mathrm{méd.})} = I_{S3(\mathrm{méd.})} = I_{S4(\mathrm{méd.})} = \frac{2\left(V_{FVG1} - V_{FVG2}\right)}{\pi^2 R_{tot}}. \tag{13}$$

Entretanto, para aplicações em sistemas FV, é mais conveniente expressar essas equações em função da diferença de corrente entre os módulos. Para isso, faz-se necessário conhecer a impedância efetiva do conversor ReSC que, conforme Kesarwani and Stauth (2012), é dada por $Z_{EFF} = (R_{tot}\,\pi^2)/4$. Assim, pela lei de Ohm, obtém-se a Eq. (14).

$$V_{FVG1} - V_{FVG2} = Z_{EFF\,(SC)}\left(I_{FVG1} - I_{FVG2}\right) = \mathrm{R}_{tot}\frac{\pi^2}{4}\Delta I_{FVG}. \tag{14}$$

Em que ΔI_{FVG} é a diferença entre as correntes médias os grupo de módulos PVG1 e PVG2.

Substituindo, a Eq. (14) na Eq. (9), Eq. (10), Eq. (11), Eq. (12) e na Eq. (13), isso resulta na Eq. (15), Eq. (16), Eq. (17), Eq. (18) e Eq. (19), respectivamente.

$$I_{CLf\,(\mathrm{pico})} = \frac{\pi}{2}\Delta I_{FVG}, \tag{15}$$

$$I_{CLf\,(\mathrm{ef.})} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}}\Delta I_{FVG}, \tag{16}$$

$$I_{S1(\mathrm{pico})} = I_{S2(\mathrm{pico})} = I_{S3(\mathrm{pico})} = I_{S4(\mathrm{pico})} = \frac{\pi}{2}\Delta I_{FVG}, \tag{17}$$

$$I_{S1(ef)} = I_{S2(ef)} = I_{S3(ef)} = I_{S4(ef)} = \frac{\pi}{4}\Delta I_{FVG}, \tag{18}$$

$$I_{S1(\mathrm{méd.})} = I_{S2(\mathrm{méd.})} = I_{S3(\mathrm{méd.})} = I_{S4(\mathrm{méd.})} = \frac{1}{2}\Delta I_{FVG} \tag{19}$$

3. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Uma causa importante de descasamentos permanentes se dá por meio da conexão de módulos com diferentes especificações. Nesse sentido, a avaliação do conversor proposto é realizada mediante duas situações de descasamentos envolvendo dois módulos de diferentes fabricantes. O primeiro é o módulo RSM020P da fabricante Resun, enquanto o segundo é KS-10 da Kyocera. As principais especificações em condição de teste padrão (STC, do inglês, *standard test conditions*) de ambos módulos são apresentadas na Tabela 1.

Tabela 1 - Características elétricas dos módulos RSM020P e KS-10.

Parâmetro	Modulo RSM020P	Modulo KS-10
Tensão de circuito aberto	V_{OC} = 21,60 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} = 1,12 A	I_{MPP} = 0,57 A
Máxima potência	P_{MPP} = 20 W	P_{MPP} = 10 W

3.1 Dimensionamento da topologia proposta

Conforme demonstrado no capítulo anterior, o dimensionamento dos indutores dos conversores BBB é realizado por meio da Eq. (1). A frequência de comutação adotada é de 50 kHz. A máxima tensão ao qual o indutor está submetido é dada pela média das tensões dos módulos adjacentes, ou seja, V_{OP}=17,8 V, sendo esse valor obtido da Tabela 1. Já a corrente média que flui pelo ramo do indutor $I_{L1(méd)}$ é dada pela diferença de corrente dos módulos adjacentes ao indutor do conversor BBB, ou seja, ΔI=$I_{L1(méd.)}$=0,55 A, também obtida da Tabela 1. Adota-se uma máxima ondulação de corrente de 10%, ou seja, ΔI_{L1}=10%·$I_{L1(méd.)}$. Baseando-se nessas especificações, o valor de indutância resultante é L=3,2 mH.

O dimensionamento dos elementos do tanque ressonante é obtido a partir da Eq. (6). Para tanto, o principal parâmetro necessário é a frequência de comutação. Como os conversores BBB e ReSC compartilham os mesmos interruptores, a frequência de comutação da topologia proposta é a mesma para ambos os circuitos, ou seja, 50 kHz. Dessa forma, fixando-se o valor do capacitor flutuante em C_f=1 μF, obtém-se uma indutância L_f= 10 μH. O máximo esforço de tensão ao qual os interruptores estão submetidos é de duas vezes a tensão dos módulos adjacentes a este. A partir da Tabela 1, o esforço de tensão obtido é V_{max}=43,3 V. Assim, pode-se selecionar o MOSFET IPP082N10NF2 do fabricante Infimeon, cujas especificações atendem aos requisitos de projeto. Por fim, todos os parâmetros pertinentes à implementação da topologia proposta são listrados na Tabela 2, enquanto a Figura 4 representa a bancada de testes.

Tabela 2 – Especificações do conversor BBB-ReSC.

Parâmetros dos conversores	Especificações
Frequência de comutação	f_s = 50 kHz
Indutores L	ΔI_{L1} = 10%·$I_{i(max)}$, L_1 = 3,2 mH, núcleo de ferrite NNE-30/15/7 da Thornton, 5×AWG30, 42 espiras, R ≈ 0,15Ω
Capacitor C_{bn}	Capacitor eletrolítico 100 μF/100 V da Epcos
Capacitor flutuante C_f	Capacitor polyester MKT 368, 1 μF/100 V da Philips, R ≈ 0,0048 Ω
Indutor flutuante L_f	L_{f1} = L_{f1}=10 μH, núcleo toroidal NT-27/16/12, 10×AWG30, 10 espiras, R≈ 0,022 Ω
Interruptor do conversor BBB-ReSC	MOSFET IPP082N10NF2 da Infieon R_{on} ≈ 8,2mΩ

3.2 Análise da topologia proposta com um módulo

Nos testes realizados a seguir, considera-se a série FV composta por quatro módulos submetida as seguintes duas situações de descasamento:

- Situação 1: Consiste na conexão de dois módulos do modelo RSM020P de 20 W no grupo FVG1 e dois módulos do modelo KS-10 de 10W no grupo G2. A máxima potência teórica, que é resultante da soma da potência de cada módulo em STC, é de 60 W.
- Situação 2: Consiste na conexão de um módulo do modelo RSM020P na parte inferior da série FV enquanto os demais módulos são do modelo KS-10. Nesse caso, a máxima potência teórica fornecida pela série FV em STC é de 50 W.

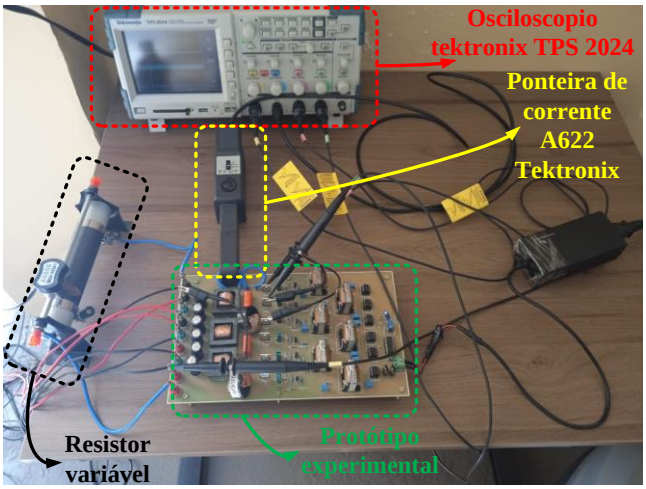

Figura 4 - Visão detalhada da bancada de testes.

Sabe-se que o ponto de operação de máxima potência da série FV muda de acordo com as condições climáticas as quais os módulos estão submetidos, tais como irradiância e temperatura. Para que a série FV sempre opere em seu ponto de máxima potência durante os testes, faz-se necessário utilizar um resistor variável. Assim, pode-se configurar a resistor de modo que o conversor opere no ponto no MPP da série FV.

- **Situação 1**

A Figura 5 (a) ilustra as formas de onda da corrente que flui através do circuito ressonante bem como as tensões entre dreno e fonte dos MOSFETs do grupo FVG1. Já que a diferença de corrente entre o grupo de módulos é ΔI_{FVG}=550 mA, a corrente de pico que flui no circuito ressonante pode ser calculada conforme a Eq. (15), o que resulta em $I_{Clf(\text{pico})}$=864 mA, sendo que esse valor está de acordo com a Figura 5 (a). Os demais esforços de corrente foram calculados e comparados com os resultados experimentais na Tabela 3. Um aspecto importante que deve ser observado é a comutação sob corrente nula. Além disso, observa-se que o máximo esforço de tensão ao qual os interruptores estão submetidos é 33,6 V. Isso está de acordo com a análise teórica, já que a tensão ao qual cada interruptor está submetido é equivalente à soma das tensões de operação dos módulos adjacentes a este.

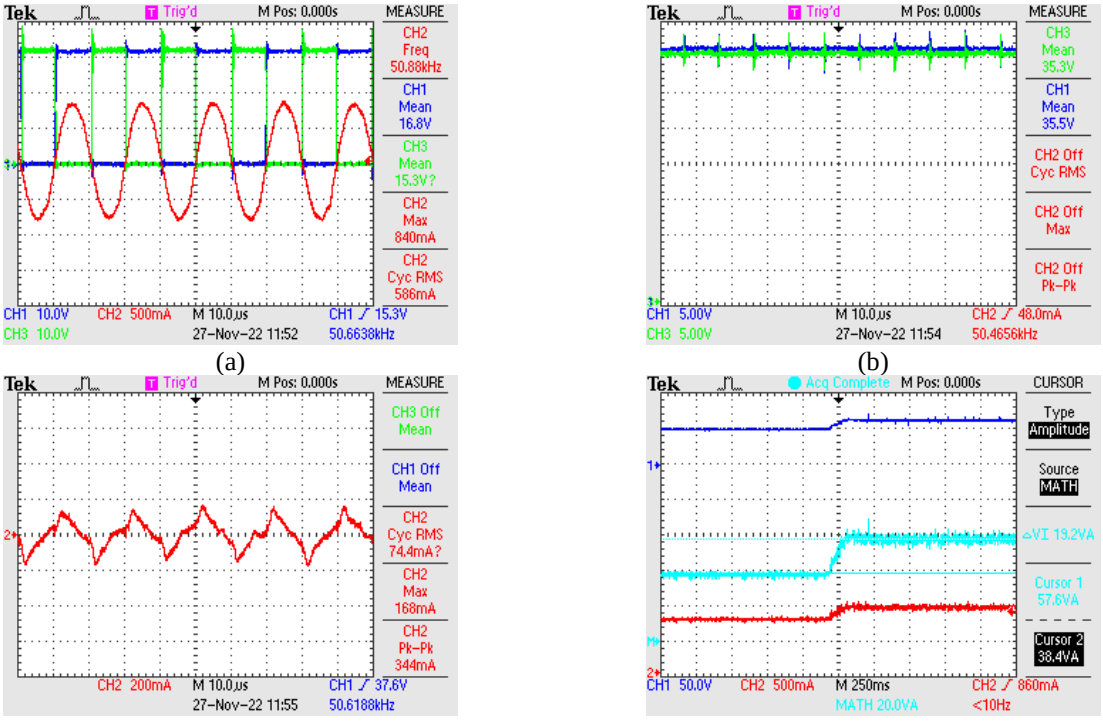

Figura 5 - Resultados experimentais: (a) Corrente no circuito ressonante (vermelho), tensão entre dreno e fonte no interruptor S_1 (verde), tensão entre dreno e fonte no interruptor S_2 (azul). (b) Tensão do grupo de módulos FVG1 (verde) e FVG2 (azul). (c) Corrente no indutor de conversor BBB do grupo FVG1 (vermelho). (d) Tensão (azul), corrente (vermelho) e potência (ciano) da série FV antes e após a operação da topologia BBB-ReSC.

A Figura 5 (b) ilustra as tensões dos grupos FVG1 e FVG2. Conforme esperado, os valores de tensão de cada grupo possuem valores aproximadamente iguais. Isso ocorre devido ao processo de equalização de tensão proporcionado pela comutação dos interruptores com o ciclo de trabalho em 50%. Como não há descasamento entre os módulos que compõem os grupos fotovoltaicos, a corrente média que flui pelos indutores dos conversores BBB de ambos os grupos é nula. Essa característica é evidenciada pela forma de onda da corrente que flui pelo indutor do conversor BBB do grupo FVG1 ilustrado na Figura 5 (c).

A Figura 5 (d) ilustra as formas de onda da tensão, potência e corrente antes e após a operação do conversor proposto. Para esse teste, a carga foi devidamente ajustada de modo a operar no MPP da série FV que, por sua vez, não está conectada ao conversor. Nessa situação, a máxima potência extraída da série FV é de 38,4 W para uma irradiância de 1050 W/m² e uma temperatura de 45 ºC. Posteriormente, a topologia é acionada e a potência da série FV aumenta para 57,6 W, resultando em um acréscimo de 19,2 W ou 50%.

Tabela 3 - Comparação entre as correntes calculadas, simuladas e obtidos experimentalmente para a primeira condição.

	Quatro módulos/situação 1		
	Calculado	Simulado	Experimental
$I_{CLf(\text{pico})}$	0,864 A	0,841 A	0,840 A
$I_{CLf\,(\text{ef.})}$	0,611 A	0,581 A	0,586 A
$I_{S1(\text{pico})}$, $I_{S2(\text{pico})}$, $I_{S3(\text{pico})}$, $I_{S4(\text{pico})}$	0,863 A	0,871 A	0,840 A
$I_{S1(ef)}$, $I_{S2(ef)}$, $I_{S3(ef)}$, $I_{S4(ef)}$	0,432 A	0,433 A	0,420 A
$I_{S1(\text{méd.})}$, $I_{S2(\text{méd.})}$, $I_{S3(\text{méd.})}$, $I_{S4(\text{méd.})}$	0,367 A	0,371 A	0,370 A
$I_{L1(\text{méd.})}$, $I_{L2(\text{méd.})}$	0 A	0 A	0 A

- **Situação 2**

Nessa situação, como há um descasamento entre os módulos que compõem o grupo FVG1, o conversor BBB referente a esse grupo entrará em operação e atuará desviando a corrente diferencial entre os módulos adjacentes. Essa característica é ilustrada na Figura 6 (c), sendo que o valor médio da corrente desviada é 544 mA, ou seja, bem próximo do valor teórico calculado de 550 mA. Já a corrente fornecida pelo grupo FVG1 é dada pela média das correntes dos módulos adjacentes, ou seja, aproximadamente 810 mA, conforme expresso pela Eq. (4). Dessa forma, tem-se ΔI_{FVG}=290 mA. Logo, pela Eq. (15), a corrente de pico no circuito ressonante calculada é de $I_{Clf(pico)}$=455 mA, o que está em conformidade com os valores experimentais ilustrados na Figura 6 (a)..

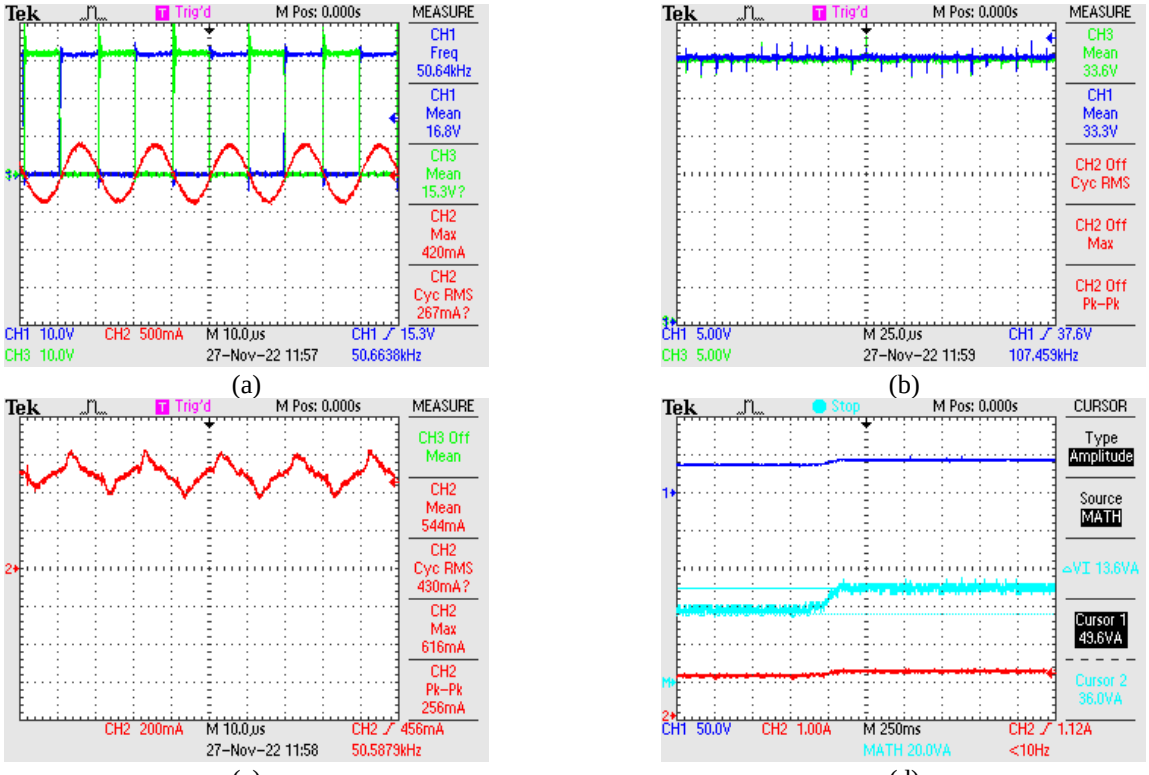

Figura 6 - Resultados experimentais: (a) Corrente no circuito ressonante (vermelho), tensão entre dreno e fonte no interruptor S_1 (verde), tensão entre dreno e fonte no interruptor S_2 (azul). (b) Tensão do grupo de módulos FVG1 (verde) e FVG2 (azul). (c) Corrente no indutor de conversor BBB do grupo FVG1 (vermelho). (d) Tensão (azul), corrente (vermelho) e potência (ciano) da série FV antes e após a operação da topologia BBB-ReSC.

A corrente de pico dos interruptores do grupo FVG1 é resultado da soma da corrente média da corrente desviada pelo conversor BBB e do circuito ressonante. Já a corrente de pico do grupo FVG2 permanece igual àquela do tanque ressonante. Por fim, observa-se na Figura 6 (b) que o máximo esforço de tensão ao qual os interruptores estão submetidos é 33,6 V. Esse valor está de acordo com os valores previstos na análise matemática. Por fim, a Tabela 4 apresenta uma comparação entre os valores calculados, simulados e medidos experimentalmente

Tabela 4 - Comparação entre as correntes calculadas, simuladas e obtidos experimentalmente para a primeira condição.

	Situação 2		
	Calculado	Simulado	Experimental
$I_{CLf(\text{pico})}$	0,455 A	0,446 A	0,420 A
$I_{CLf(\text{ef.})}$	0,314 A	0,305 A	0,297 A
$I_{L1(\text{méd.})}$	0,550 A	0,550 A	0,544 A
$I_{L2(\text{méd.})}$	0 A	0 A	0 A
$I_{S1(\text{pico})}$	0,982 A	0,996 A	0,964 A
$I_{S1(\text{ef.})}$	0,690 A	0,600 A	0,590 A
$I_{S1(\text{méd.})}$	0,09 A	0,1 A	0,110 A
$I_{S2(\text{ef.})}$	0,170 A	0,218 A	0,201 A
$I_{S2(\text{méd.})}$	0,460 A	0,468 A	0,456 A
$I_{S3(\text{pico})}$, $I_{S4(\text{pico})}$	0,432 A	0,442 A	0,418 A
$I_{S3(\text{ef.})}$, $I_{S4(\text{ef.})}$	0,216 A	0,220 A	0,209 A
$I_{S3(\text{méd.})}$, $I_{S4(\text{méd.})}$	0,138 A	0,147 A	0,133 A

A Figura 6 (c) ilustra as tensões dos grupos FVG1 e FVG2 e, conforme esperado, os valores de tensão de cada grupo possuem valores aproximadamente iguais. Conforme já mencionado, isso decorre do processo de equalização de tensão fornecido pela comutação dos interruptores com ciclo de trabalho fixado em 50%.

A Figura 6 (d) mostra as formas de onda da tensão, potência e corrente antes e após a operação do conversor proposto. Para esse teste, a carga foi devidamente ajustada de modo a operar no MPP da série FV que, por sua vez, não está conectada ao conversor. Nessa situação, a máxima potência extraída da série FV é de 36 W para uma irradiância de 1050 W/m² e uma temperatura de 45 ºC. Posteriormente a topologia é acionada e a potência da série FV aumenta para 49,6 W, resultando em um incremento de 37,8%.

4. CONCLUSÕES

Por meio do estudo realizado nesse trabalho, verificou-se que o descasamento entre os módulos de uma série FV exerce profundo impacto no desempenho e eficiência de sistemas FV. O processamento diferencial da potência é um conceito relativamente novo e tem se mostrado promissor para lidar com qualquer tipo de problema. Isso se deve à maneira como a potência é processada pelos conversores DPP. Entretanto o uso desses circuitos ainda foi pouco explorado, sobretudo no que tange ao descasamento permanente. Nesse sentido, o presente trabalho propôs uma nova topologia de conversor DPP capaz de lidar com os problemas causados pelo descasamento permanente, em especial causado pela conexão de módulos com diferentes especificações. Essa nova topologia foi analisada com o objetivo resolver o problema da comutação dissipativa de uma outra estrutura já bem conhecida na literatura.

Uma cuidadosa análise matemática da topologia DPP proposta foi realizada com objetivo de determinar os esforços de tensão e corrente aos quais os elementos do conversor estão submetidos e, assim, dimensioná-los adequadamente. Em seguida, visando verificar o equacionamento obtido e o validar o funcionamento do conversor proposto, testes experimentais foram realizados. Verificou-se uma recuperação energética de até 50% da série FV mediante a utilização da estrutura proposta. Entretanto, é importante salientar que esses valores podem se tornar maiores ou menores de acordo com nível de descasamento entre os módulos, o nível de irradiância e a quantidade de módulos da série FV.

Agradecimentos

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

REFERÊNCIAS

Ahsan S, Niazi KAK, Khan HA, et al. (2018) Hotspots and performance evaluation of crystalline-silicon and thin-film photovoltaic modules. *Microelectronics Reliability* 88: 1014-1018.

Chu G, Wen H, Jiang L, et al. (2017) Bidirectional flyback based isolated-port submodule differential power processing optimizer for photovoltaic applications. *Solar Energy* 158: 929-940.

Dolara A, Lazaroiu GC, Leva S, et al. (2013) Experimental investigation of partial shading scenarios on PV (photovoltaic) modules. *Energy* 55: 466-475.

Herrmann W, Wiesner W and Vaassen W. (1997) Hot spot investigations on PV modules-new concepts for a test standard and consequences for module design with respect to bypass diodes. *Conference Record of the Twenty Sixth IEEE Photovoltaic Specialists Conference-1997.* IEEE, 1129-1132.

Kadri R, Gaubert J-P and Champenois G. (2011) Nondissipative string current diverter for solving the cascaded DC–DC converter connection problem in photovoltaic power generation system. *IEEE Transactions on Power Electronics* 27: 1249-1258.

Kasper M, Bortis D and Kolar JW. (2014) Classification and comparative evaluation of PV panel-integrated DC–DC converter concepts. *IEEE Transactions on Power Electronics* 29: 2511-2526.

Kesarwani K, Sangwan R and Stauth JT. (2014) Resonant-switched capacitor converters for chip-scale power delivery: Design and implementation. *IEEE Transactions on Power Electronics* 30: 6966-6977.

Kesarwani K and Stauth JT. (2012) A comparative theoretical analysis of distributed ladder converters for sub-module PV energy optimization. *2012 IEEE 13th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL).* IEEE, 1-6.

Khan O and Xiao W. (2017) Review and qualitative analysis of submodule-level distributed power electronic solutions in PV power systems. *Renewable and Sustainable Energy Reviews* 76: 516-528.

Niazi KAK, Yang Y and Sera D. (2019) Review of mismatch mitigation techniques for PV modules. *IET Renewable Power Generation* 13: 2035-2050.

Qin S, Barth CB and Pilawa-Podgurski RC. (2016) Enhancing microinverter energy capture with submodule differential power processing. *IEEE Transactions on Power Electronics* 31: 3575-3585.

Qin S, Cady ST, Domínguez-García AD, et al. (2013) A distributed approach to MPPT for PV sub-module differential power processing. *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition.* IEEE, 2778-2785.

Qin S, Cady ST, Dominguez-Garcia AD, et al. (2014) A distributed approach to maximum power point tracking for photovoltaic submodule differential power processing. *IEEE Transactions on Power Electronics* 30: 2024-2040.

Qiu Z, Sun K and Wu H. (2016) Cascaded power balancing mechanism based on resonant switched capacitor topology for photovoltaic systems. *2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia).* IEEE, 3514-3520.

Ramli MZ and Salam Z. (2014) A simple energy recovery scheme to harvest the energy from shaded photovoltaic modules during partial shading. *IEEE Transactions on Power Electronics* 29: 6458-6471.

Shams I, Mekhilef S and Tey KS. (2021) Advancement of voltage equalizer topologies for serially connected solar modules as partial shading mitigation technique: A comprehensive review. *Journal of Cleaner Production*: 124824.

Shenoy PS, Kim KA, Johnson BB, et al. (2013) Differential power processing for increased energy production and reliability of photovoltaic systems. *IEEE Transactions on Power Electronics* 28: 2968-2979.

Sherwani A and Usmani J. (2010) Life cycle assessment of solar PV based electricity generation systems: A review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews* 14: 540-544.

Walker GR and Pierce JC. (2006) Photovoltaic DC-DC module integrated converter for novel cascaded and bypass grid connection topologies—Design and optimization. *2006 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference.* IEEE, 1-7.

Ye Z, Wen H, Chu G, et al. (2017) Minimum-power-tracking for PV-PV differential power processing systems. *2017 IEEE 6th International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA).* IEEE, 696-700.

SWITCHED-CAPACITOR-BASED HYBRID RESONANT BIDIRECTIONAL BUCK-BOOST CONVERTER FOR DIFFERENTIAL POWER PROCESSING IN PHOTOVOLTAIC SYSTEMS

Abstract. *In most practical applications, photovoltaic (PV) modules should be connected in series to reach a desired voltage level for a specific application. An important problem that frequently affects this type of connection is mismatch among the modules. It can be caused by several factors that can be classified into permanent or temporary. As a result, there will be a huge reduction of the power provided by the FV series. To mitigate this problem, bypass diodes are the most widely used technique owing to its simple implementation. However, this technique is only appropriate for temporary mismatch. In this way, the aim of this study is to develop and implement a novel topology named based on differential power processing. It consists of a hybrid architecture that incorporates elements from both BBB and SC converters. In turn, the introduced solution referred to as ReSC converter provides operation under soft-switching conditions while mitigating such undesirable losses. Among the main advantage of the proposed topology, it can be cited lower switches amount, lower voltage stress and soft switching operation. Experimental testes were caried out and have shown an improvement in harvested energy of up to 50%*

Keywords: Mismatch, DPP converters, photovoltaic strings.