

Modelagem e Controle de um Conversor SEPIC Isolado com Célula Elevadora de Tensão para Aplicação em Microinversores Fotovoltaicos

Leonardo Romitti.* Bernardo Andres.* Fabrício Hoff Dupont.** Luciano Schuch.*

*Universidade Federal de Santa Maria, Grupo de Eletrônica de Potência e Controle, Santa Maria, Brasil
e-mail: leonardo.romitti, adoandres, schuch.prof { @gmail.com }

**Universidade Comunitária da Região de Chapecó, Grupo de Desenvolvimento Tecnológico, Chapecó, Brasil
e-mail: fhdupont@gmail.com

Abstract: This work has as the main objectives to present the procedure of modelling and control of an isolated SEPIC converter for photovoltaic microinverters application. In order to achieve a high voltage gain, which is necessary for this kind of system, but with low values of duty cycle and transformer turns ratio, a *Greinacher* voltage multiplier cell is applied at transformer secondary side. To obtain the dynamic model of the converter is adopted the state-space averaging technique and as a control strategy is applied a Proportional Integral (PI) controller, which can be used together with a Maximum Power Point Tracking Method (MPPT). Finally, simulation results are presented considering a 340 W converter so that is possible to validate the modelling and also the controller design developed.

Resumo: Este trabalho tem como principais objetivos realizar a modelagem e o controle de um conversor SEPIC isolado para a aplicação em microinversores fotovoltaicos. A fim de obter o elevado ganho estático necessário para esta aplicação, mas com baixos valores de razão cíclica e relação de transformação, é utilizada uma célula elevadora de tensão do tipo *Greinacher* no estágio secundário. Para obter o modelo dinâmico do conversor é adotada a técnica do modelo médio por espaço de estados e como estratégia de controle é utilizado um compensador Proporcional Integral (PI) que pode ser usado em conjunto com um Método de Rastreamento do Ponto de Máxima Potência (MPPT). Por fim, são apresentados resultados de simulação considerando um conversor de 340 W, a partir dos quais é possível validar a modelagem e também o projeto do controlador desenvolvidos.

Keywords: Modelling and Control, Photovoltaic Microinverters, Isolated SEPIC, Voltage Multiplier Cell.

Palavras-chaves: Modelagem e Controle, Microinversores Fotovoltaicos, SEPIC Isolado, Célula Multiplicadora de Tensão.

1. INTRODUÇÃO

De acordo com Kjaer, Pedersen e Blaabjerg (2005), as primeiras tecnologias de sistemas fotovoltaicos eram baseadas em inversores centralizados que utilizavam módulos com conexões em série e paralelo para obter elevados níveis de potência. No entanto, um inversor centralizado inclui severas limitações tais como níveis de tensão elevados nos cabos de conexão dos módulos com o inversor, perdas de potência devido ao Método de Rastreamento do Ponto de Máxima Potência (MPPT) ser centralizado, perdas por *mismatch* entre os módulos fotovoltaicos e uma configuração não flexível onde os benefícios da produção em massa não podem ser alcançados. Para contornar estes problemas, diversas pesquisas vêm sendo realizadas nas últimas décadas para investigar a descentralização do processamento de energia solar fotovoltaica. Como exemplo, temos as relacionadas aos otimizadores de potência (Callegaro et. al., 2019) e microinversores (Dong et. al., 2018).

Para Feng et. al. (2018), o microinversor (Figura 1) pode ser

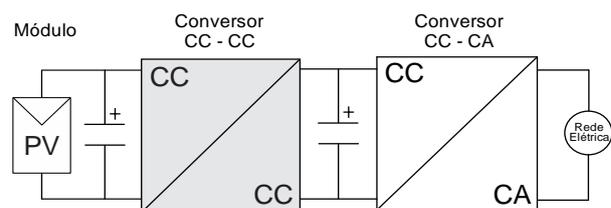


Figura 1: Diagrama de blocos do microinversor com *link* CC.

entendido como um tipo de sistema fotovoltaico de pequena capacidade que é integrado ao módulo e converte diretamente a tensão CC em tensão CA compatível com a rede. Assim, cada módulo é capaz de operar em seu respectivo Ponto de Máxima Potência (MPP) de modo que o problema de redução da energia gerado pelo *mismatch* entre os módulos seja eliminado. Além desta, outras vantagens são apresentadas por Ibrahim et. al. (2020). De acordo com os autores, o uso de microinversores também permite a redução do cabeamento CC, uma maior flexibilidade do custo inicial de instalação, operação modular com característica *plug-and-play* e facilidade de expansão futura do sistema. No entanto, os

desafios permanecem em relação à redução de custo e na melhoria da eficiência de conversão (FENG. et. al., 2018), o que serve de incentivo para novas pesquisas.

Existem diferentes configurações de microinversores monofásicos, como apresentam Li e Wolfs (2008) em uma concisa revisão de literatura. Uma dessas possibilidades é a ilustrada na Figura 1. Esta estrutura apresenta duas etapas de conversão de energia e possui um capacitor de *link* CC, que possibilita o projeto individual de cada etapa. Neste contexto, tendo em vista que o foco principal deste trabalho é o estágio CC-CC, a segunda etapa não será abordada, porém, mais informações podem ser obtidas em Khan et. al. (2020). Neste sistema, o primeiro estágio é composto por um conversor CC-CC e deve garantir duas importantes características ao microinversor. A primeira delas é a de realizar o rastreamento do MPP, tendo em vista que a corrente e a tensão fornecidas pelo módulo variam em função de diferentes níveis de irradiância e temperatura ao longo do dia, como é discutido por Zilles et.al (2012). A segunda função está relacionada ao ganho estático do conversor empregado. Para que seja possível realizar a conexão do sistema com a rede elétrica, é necessário que a tensão de entrada do conversor CC-CA seja maior do que a tensão de pico da rede. Deste modo, um valor de tensão de barramento CC comumente adotado é o de 400 V. Além disso, a tensão fornecida por um único módulo fotovoltaico é consideravelmente baixa se comparado a este valor (frequentemente na faixa de 20 V a 40 V, podendo o módulo ser de 60 ou 72 células), o que torna imprescindível a utilização de um conversor de elevado ganho estático.

Devido à necessidade de mitigar problemas relacionados à corrente de fuga e assim cumprir requisitos de conexão com a rede elétrica estabelecidos por norma, é comum que os microinversores utilizem conversores CC-CC isolados com transformadores de alta frequência. Esta característica vai ao encontro, também, da necessidade de obter um elevado ganho estático apresentada anteriormente. Deste modo, este trabalho tem como principais objetivos realizar a modelagem matemática e o controle de um conversor da topologia SEPIC com isolamento galvânico que pode ser utilizado como o primeiro estágio de conversão de energia de um microinversor. Para isso, a sessão a seguir apresenta e justifica a utilização do conversor investigado, discutindo suas principais vantagens e características de operação.

2. APRESENTAÇÃO DO CONVERSOR PROPOSTO

O conversor SEPIC isolado, que é ilustrado na Figura 2 (a), é uma topologia bastante conhecida nos meios comercial e acadêmico. De acordo com Williams (2016) e Andres et. al (2019), este conversor apresenta algumas vantagens de utilização em relação às topologias isoladas Flyback, ZETA e Cuk, todas consideradas atrativas para a aplicação em questão pela possibilidade de reduzir custos e obter menor complexidade de operação por utilizar uma única chave. Entre estes conversores, o Flyback é uma topologia muito explorada pelo reduzido número de componentes, mas apresenta corrente de entrada descontínua e problemas devido à elevada dispersão de seu indutor acoplado. Por sua vez, apesar de mitigar um pouco os problemas quanto à elevada

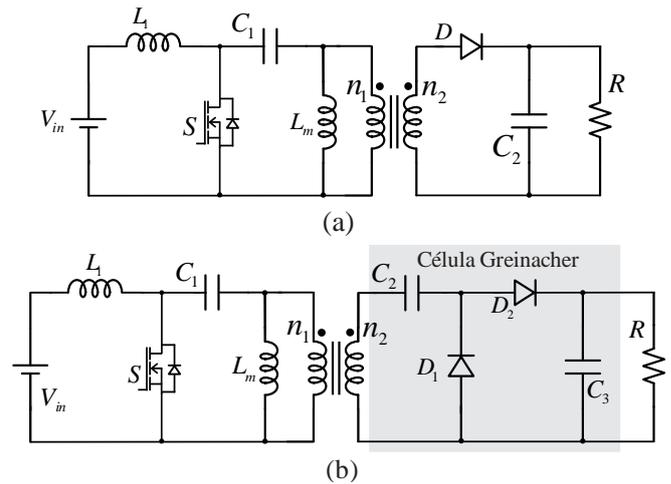


Figura 2: Conversor SEPIC isolado: a) Convencional; b) Com célula elevadora de tensão do tipo Greinacher.

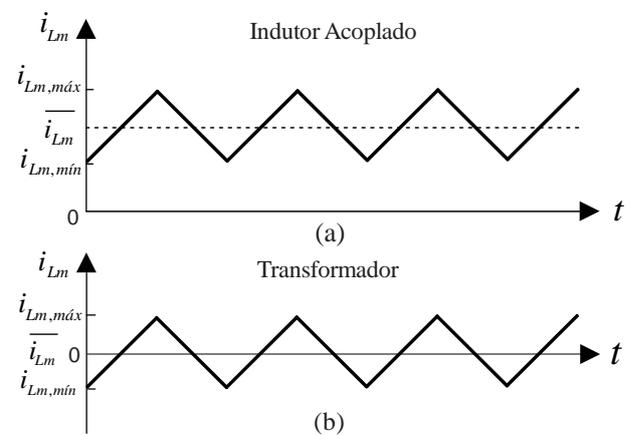


Figura 3: Comparativo entre a corrente magnetizante para: a) Indutor acoplado; b) Transformador.

dispersão, o ZETA também apresenta entrada descontínua. Outra opção, o Cuk, é mais atrativo do que os anteriores devido à entrada contínua e por naturalmente utilizar o elemento magnético de isolamento como transformador, o que garante que o valor médio da corrente no indutor de magnetização (L_m) seja nulo (Figura 3 (b)). Porém, apesar destas vantagens esta é a topologia com mais componentes. Por fim, o SEPIC apresenta corrente de entrada contínua, valor médio da corrente em L_m inferior ao ZETA e ao Flyback e menos componentes do que o Cuk, características que fazem desta uma opção interessante para ser investigada.

No entanto, além destas vantagens ainda deve ser levada em consideração a obtenção do ganho de tensão, que pode ser alcançado através do aumento da razão cíclica e/ou do número de espiras do transformador. Para este caso, obter um ganho elevado apenas por meio destas duas opções pode causar problemas para o conversor, o que ocorre por dois motivos. O primeiro deles é porque com o aumento da razão cíclica aumentam também as perdas de condução nos semicondutores, o que leva à redução da eficiência. O segundo motivo está relacionado com o fato de a indutância de dispersão do transformador geralmente aumentar quando é utilizado um número maior de espiras. Na prática, isso também pode levar à redução da eficiência do conversor,

além de representar um armazenamento de energia que pode resultar em *spikes* de tensão nos dispositivos semicondutores e levar à necessidade de utilizar um circuito de *snubber* no primário. Uma possível solução para contornar estes problemas é utilizar uma célula elevadora de tensão. Este circuito auxiliar passa a ser responsável por elevar parcialmente a tensão, de modo a possibilitar a utilização de uma razão cíclica e de um número de espiras menores.

Diante das várias opções de topologias disponíveis na literatura, Andres et. al. (2019) apresentam um estudo comparativo entre as principais células que podem ser aplicadas aos estágios primário e secundário do conversor SEPIC isolado. Neste contexto, ao avaliar o funcionamento do conversor com as células *Self-Lift* (SL), SL Básica, R^2P^2 e VMC Quadrática integradas ao estágio primário, os autores puderam concluir que esta é uma opção pouco atrativa por contribuir para o aumento dos esforços de tensão sobre os semicondutores e provocar *spikes* de tensão nos diodos, além de inserir indutores que são sujeitos a níveis de corrente elevados. Por outro lado, a análise referente à utilização das células dobradoras *Greinacher* e *Cockcroft-Walton* e também das triplicadoras VMC/SC1, VMC/SC2, *Dickson* e *Ladder* no estágio secundário indicou que esta é uma opção mais atrativa. Isso ocorre pelo fato de os esforços nos dispositivos semicondutores serem menores quando estas células são inseridas no secundário, ao mesmo tempo em que apresentam ganhos estáticos superiores às utilizadas no primário para uma mesma faixa de razão cíclica de até 0,5, de modo a não elevar significativamente as perdas na chave e nos diodos.

Outro detalhe importante é que, ao ser considerada a indutância de dispersão do transformador (L_k) na análise, é possível identificar a presença de uma ressonância quando são aplicadas as células no secundário. Este fenômeno, que não ocorre na versão tradicional do SEPIC isolado, ocorre entre L_k e os capacitores C_1 e C_2 e pode ser positivo pelo fato de limitar os picos de corrente da carga nestes últimos, fenômeno este que também é conhecido como *inrush current*. Além disso, essa ressonância pode proporcionar comutação sob zero de corrente (ZCS, do inglês *Zero Current Switching*) em um ou dois diodos (ANDRES et. al 2019).

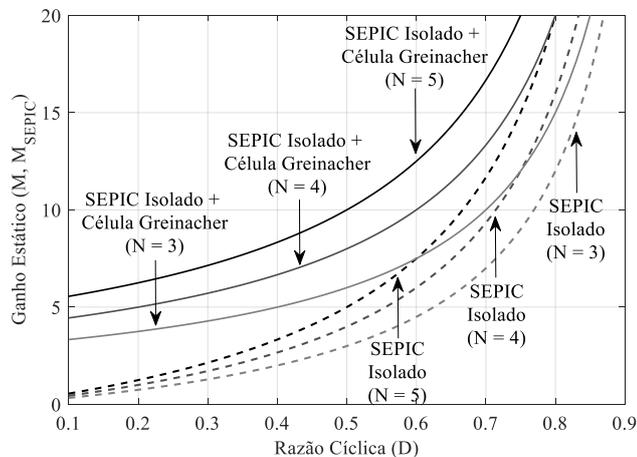


Figura 4: Comparativo entre as curvas de ganho estático dos conversores SEPIC isolado convencional e SEPIC isolado com a célula *Greinacher* para diferentes valores de D e N .

Ainda de acordo com Andres et. al (2019), entre as células elevadoras aplicadas ao secundário as mais indicadas para o conversor SEPIC isolado são as dobradoras *Greinacher* e *Cockcroft-Walton* e as suas versões expandidas. Isso ocorre pelo fato de as células dobradoras garantirem que o fluxo de corrente no primário e no secundário do transformador ocorra através de capacitores, algo parecido com o que ocorre no conversor Cuk isolado que possui um capacitor em série com cada enrolamento (ERICKSON e MAKSIMOVIC, 2001). Deste modo, o elemento magnético de isolamento se comporta efetivamente como um transformador, não apresentando armazenamento de energia em L_m e, conseqüentemente, garantindo que a corrente média neste componente tenha nível CC nulo (Figura 3 (b)). Esta característica de funcionamento é diferente da identificada no conversor SEPIC isolado da Figura 2 (a) e também nas células triplicadoras. Para estes casos, existe a presença de um nível CC em L_m (Figura 3 (a)) indicando um nível contínuo de fluxo e assim, um armazenamento de energia que representa o funcionamento do elemento magnético como indutor acoplado. Como resultado, as células pares levam a um melhor aproveitamento da curva $B \times H$ do elemento magnético, o que representa a redução do volume e também das perdas no transformador.

Tomando como base os aspectos discutidos, para este trabalho será considerado o conversor SEPIC isolado utilizando a célula *Greinacher* que é ilustrado na Figura 2 (b). Esta escolha se deve ao fato de que, além de apresentar todas as vantagens descritas anteriormente, esta é uma topologia com menor número de componentes e menor complexidade de operação do que as células expandidas. Neste contexto, de acordo com Erickson e Maksimovic (2001), o ganho estático do conversor SEPIC isolado (M_{SEPIC}) pode ser definido por meio de $M_{SEPIC} = ND / (1-D)$, onde N é a relação de transformação (N_2 / N_1 , em que N_1 e N_2 representam, respectivamente, o número de espiras dos enrolamentos primário e secundário do transformador) e D é a razão cíclica. A partir disso, é possível definir o ganho estático proporcionado pelo SEPIC isolado com a célula *Greinacher* (M) ao multiplicar M_{SEPIC} pelo ganho da célula que é, segundo Andres et. al (2019), igual a $(1/D)$. Deste modo, temos que M pode ser definido por

$$M = \frac{ND}{(1-D)} \frac{1}{D} \quad (1)$$

Assim, a Figura 4 apresenta as curvas de ganho dos dois conversores citados anteriormente para diferentes valores de D e N , a partir da qual é possível perceber o elevado ganho estático proporcionado pelo SEPIC isolado que utiliza a célula *Greinacher* mesmo para baixos valores de razão cíclica, sendo a faixa de D menor do que 0,5 a mais adequada para uso neste conversor.

3. MODELAGEM DO CONVERSOR SEPIC ISOLADO COM CÉLULA ELEVADORA DE TENSÃO

Para o desenvolvimento da modelagem matemática do conversor investigado são utilizados os circuitos ilustrados na Figura 5 e na Figura 6, considerando uma fonte de corrente de entrada (I_{pv}) e também um capacitor de barramento

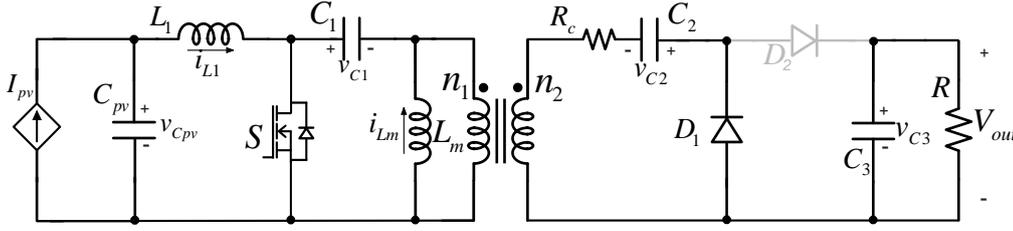


Figura 5: Circuito equivalente da Etapa de Operação 1 do conversor SEPIC isolado com a célula Greinacher.

(C_{pv}) que usualmente é utilizado na saída do módulo fotovoltaico. Além disso, a indutância de magnetização (L_m) do transformador também é levada em consideração para a obtenção do modelo. No entanto, tendo em vista que para este caso a inserção de L_k na análise do conversor resulta em etapas de operação adicionais que são pequenas, este fenômeno não será considerado com o objetivo de simplificar a modelagem e assim obter um modelo de menor ordem.

Por este motivo, torna-se imprescindível considerar na modelagem as resistências parasitas em série dos capacitores C_1 e C_2 (R_{C1} e R_{C2}), para que seja possível limitar os picos de corrente que ocorrem nestes componentes durante as simulações devido à ausência de L_k . Neste ponto, é interessante destacar também que a resistência parasita de C_3 não é utilizada pois a ressonância ocorre entre L_k , C_1 e C_2 . Além disso, a presença da resistência em série com C_2 é importante pois apresenta uma outra função, que é a de auxiliar na obtenção das equações que representam o comportamento do circuito durante a segunda etapa de operação, em especial a tensão sobre o indutor de magnetização (V_{Lm}). Neste contexto, para simplificar a modelagem é proposto que R_{C1} seja refletida para o estágio secundário do transformador de modo a obter uma resistência equivalente das resistências parasitas destes capacitores (R_c), que pode ser calculada por meio de

$$R_c = R_{C1} \cdot N^2 + R_{C2} \quad (2)$$

Por fim, considera-se que o conversor opera em Modo de Condução Contínua (MCC), sendo a técnica escolhida para a modelagem a do modelo médio por espaço de estados desenvolvida por Middlebrook e Cúk (1976). Assim, o conversor SEPIC isolado com a célula Greinacher apresenta dois estados topológicos em um período de comutação, que são analisados a seguir para a obtenção do modelo seguindo a metodologia discutida em Erickson e Maksimovic (2001).

3.1 Etapa de Operação 1 ($0 \leq t < DT_s$)

Nesta primeira etapa de operação a chave S e o diodo D_1 estão conduzindo e o diodo D_2 está bloqueado, de modo que o circuito equivalente obtido é ilustrado na Figura 5. Assim, os indutores L_1 e L_m são magnetizados de modo que as tensões sobre eles podem ser representadas através de

$$L_1 \frac{di_{L_1}}{dt} = v_{pv} \quad (3)$$

$$L_m \frac{di_{L_m}}{dt} = -v_{C1} \quad (4)$$

Por sua vez, o capacitor C_3 está descarregando na carga a energia que foi armazenada na etapa anterior, enquanto os capacitores C_1 , C_2 e C_{pv} estão sendo carregados. Para esta etapa de operação, o comportamento das correntes nos capacitores pode ser representado por meio de

$$C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} = i_{L_m} - \frac{N_2^2}{R_c N_1^2} v_{C1} + \frac{N_2}{R_c N_1} v_{C2} \quad (5)$$

$$C_2 \frac{dv_{C2}}{dt} = \frac{N_2}{R_c N_1} v_{C1} - \frac{1}{R_c} v_{C2} \quad (6)$$

$$C_3 \frac{dv_{C3}}{dt} = -\frac{1}{R} v_{C3} \quad (7)$$

$$C_{pv} \frac{dv_{pv}}{dt} = I_{pv} - i_{L_1} \quad (8)$$

Neste contexto, a descrição do comportamento do sistema através do modelo médio por espaço de estados pode ser feita considerando o seguinte sistema linear

$$K \frac{dx(t)}{dt} = A_1 x(t) + B_1 u(t) \quad (9)$$

$$y(t) = C_1 x(t) + E_1 u(t) \quad (10)$$

para o qual é definido como vetor de estados $x(t) = [i_{L_1} \ i_{L_m} \ v_{C1} \ v_{C2} \ v_{C3} \ v_{C_{pv}}]^T$, como vetor de entradas independentes $u(t) = [I_{pv}]$ e como vetor de saída $y(t) = [v_{pv}]$. Assim é possível organizar as equações 3 a 8 na forma do sistema de matrizes que é apresentado a seguir, em que K é uma matriz de indutâncias e capacitâncias (sendo a mesma matriz utilizada para as duas etapas de operação) e A , B , C e E são matrizes com constantes de proporcionalidade.

$$K = \begin{bmatrix} L_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_m & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & C_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & C_3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & C_{pv} \end{bmatrix} \quad (11)$$

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & \left(-\frac{N_2^2}{R_c N_1^2} \right) & \left(\frac{N_2}{R_c N_1} \right) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \left(\frac{N_2}{R_c N_1} \right) & -\frac{1}{R_c} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{R} & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (12)$$

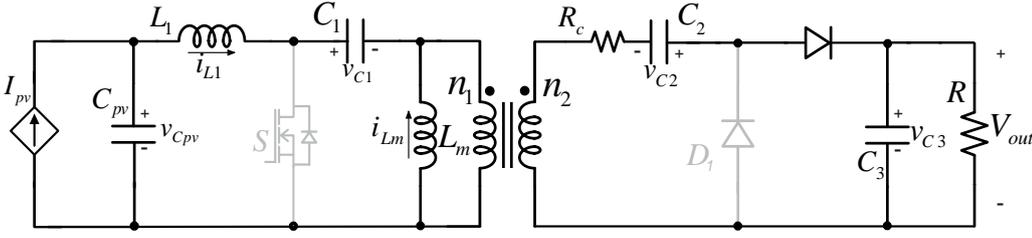


Figura 6: Circuito equivalente da Etapa de Operação 2 do conversor SEPIC isolado com a célula Greinacher.

$$B_1 = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1]^T \quad (13)$$

$$C_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (14)$$

$$E_1 = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]^T \quad (15)$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} \left(-\frac{R_c N_1^2}{N_2^2}\right) & \left(\frac{R_c N_1^2}{N_2^2}\right) & -1 & \left(\frac{N_1}{N_2}\right) & \left(-\frac{N_1}{N_2}\right) & 1 \\ \left(\frac{R_c N_1^2}{N_2^2}\right) & \left(-\frac{R_c N_1^2}{N_2^2}\right) & 0 & \left(-\frac{N_1}{N_2}\right) & \left(\frac{N_1}{N_2}\right) & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \left(-\frac{N_1}{N_2}\right) & \left(\frac{N_1}{N_2}\right) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \left(\frac{N_1}{N_2}\right) & \left(-\frac{N_1}{N_2}\right) & 0 & 0 & -\frac{1}{R} & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (24)$$

$$B_2 = B_1 \quad (25)$$

$$C_2 = C_1 \quad (26)$$

$$E_2 = E_1 \quad (27)$$

3.2 Etapa de Operação 2 ($DT_s \leq t < T_s$)

Na segunda etapa de operação a chave S e o diodo D_1 estão bloqueados e o diodo D_2 está conduzindo, como ilustra o circuito equivalente da Figura 6. Para este caso, os indutores L_1 e L_m estão sendo desmagnetizados, sendo que as tensões sobre estes componentes podem ser representadas através de

$$L_1 \frac{di_{L_1}}{dt} = -R_c \frac{N_1^2}{N_2^2} i_{L_1} + R_c \frac{N_1^2}{N_2^2} i_{L_m} + \frac{N_1}{N_2} v_{C_2} - \frac{N_1}{N_2} v_{C_3} - v_{C_1} + v_{C_{pv}} \quad (16)$$

$$L_m \frac{di_{L_m}}{dt} = R_c \frac{N_1^2}{N_2^2} i_{L_1} - R_c \frac{N_1^2}{N_2^2} i_{L_m} - \frac{N_1}{N_2} v_{C_2} + \frac{N_1}{N_2} v_{C_3} \quad (17)$$

Por sua vez, o capacitor C_3 está sendo carregado e os capacitores C_1 , C_2 e C_{pv} estão sendo descarregados. Para esta etapa, o comportamento das correntes nos capacitores pode ser representado através das equações a seguir

$$C_1 \frac{dv_{C_1}}{dt} = i_{L_1} \quad (18)$$

$$C_2 \frac{dv_{C_2}}{dt} = -\frac{N_1}{N_2} i_{L_1} + \frac{N_1}{N_2} i_{L_m} \quad (19)$$

$$C_3 \frac{dv_{C_3}}{dt} = \frac{N_1}{N_2} i_{L_1} - \frac{N_1}{N_2} i_{L_m} - \frac{1}{R} v_{C_3} \quad (20)$$

$$C_{pv} \frac{dv_{C_{pv}}}{dt} = I_{pv} - i_{L_1} \quad (21)$$

A exemplo do que foi feito para a Etapa 1, estas equações podem ser organizadas como em (22)

$$K \frac{dx(t)}{dt} = A_2 x(t) + B_2 u(t) \quad (22)$$

$$y(t) = C_2 x(t) + E_2 u(t) \quad (23)$$

considerando os mesmos vetores de estados $x(t)$, de entradas independentes $u(t)$ e de saída $y(t)$ definidos na etapa anterior. Neste contexto, são definidas para a segunda etapa de operação as seguintes matrizes A , B , C e E

3.3 Equações de Equilíbrio

De forma complementar à análise anterior, são definidos o vetor de estados de equilíbrio $X = [i_{L_1} \ i_{L_m} \ v_{C_1} \ v_{C_2} \ v_{C_3} \ v_{C_{pv}}]^T$ e também o vetor de equilíbrio de saída $Y = [V_{pv}]$ através de

$$X = -A^{-1} B U \quad (28)$$

$$Y = (-C A^{-1} B + E) U \quad (29)$$

sendo que o vetor de entrada é definido como $U = [I_{pv}]$ e L_1 , L_m , V_{C_1} , V_{C_2} , V_{C_3} e $V_{C_{pv}}$ são os valores médios em regime permanente das variáveis i_{L_1} , i_{L_m} , v_{C_1} , v_{C_2} , v_{C_3} e $v_{C_{pv}}$. Nas Equações 28 e 29, as matrizes A , B , C e E são definidas por

$$A = A_1 D + A_2 (1-D) \quad (30)$$

$$B = B_1 D + B_2 (1-D) \quad (31)$$

$$C = C_1 D + C_2 (1-D) \quad (32)$$

$$E = E_1 D + E_2 (1-D) \quad (33)$$

3.4 Modelo CA de Pequenos Sinais

Por sua vez, as equações de estado do modelo de pequenos sinais CA podem ser definidas por meio de

$$\frac{dx}{dt} = A_p x(t) + B_p u_p(t) \quad (34)$$

$$y(t) = C_p x(t) + E_p u_p(t) \quad (35)$$

em que

$$A_p = K^{-1} A \quad (36)$$

$$B_p = K^{-1} A [B \ (A_1 - A_2) X + (B_1 - B_2) U] \quad (37)$$

$$C_p = C \quad (38)$$

$$E_p = [E (C_1 - C_2)X + (E_1 - E_2)U] \quad (39)$$

Por fim, aplicando a Transformada de Laplace nas Equações 34 e 35, é possível obter as funções de transferência de interesse, o que resulta em

$$y(s) = C_p (sI_{6,6} - A_p)^{-1} B_p u(s) \quad (40)$$

3.5 Projeto do Conversor e Validação da Modelagem

Após a modelagem matemática utilizando o modelo médio por espaço de estados que foi apresentada nas seções anteriores, é necessário validar o modelo obtido para o posterior projeto do sistema de controle. Para isso, é usual realizar um comparativo entre as formas de onda obtidas por meio da simulação do conversor com as formas de onda obtidas a partir do modelo, para o caso em que os dois são submetidos às mesmas condições de entrada. Para isso, foi realizado o projeto do conversor SEPIC isolado com a célula *Greinacher* para uma potência de 340 W, considerando as características elétricas do módulo fotovoltaico MAXPOWER CS6U- 340 de 72 células da fabricante Canadian Solar (2019). Deste modo, a Tabela 1 apresenta os principais parâmetros elétricos do módulo para as Condições Padrão de Teste (STC, do inglês *Standard Test Conditions*), além de outras especificações técnicas utilizadas para o projeto do conversor. A partir disso, foram obtidos os valores de componentes e grandezas elétricas que são apresentados na Tabela 2, utilizados para as simulações realizadas com o auxílio do *software* PSIM.

Tabela 1: Especificações de Projeto do Conversor

Parâmetro	Símbolo	Valor
Tensão do Módulo	V_{mpp}	37.6 V
Corrente do Módulo	I_{mpp}	9.05 A
Potência do Módulo	P_{mpp}	340 W
Tensão de Saída	V_{out}	400 V
Frequência de Chaveamento	f_s	50 kHz
Ondulação de Corrente em L_1	ΔI_{L1}	25%
Ondulação de Corrente em L_m	ΔI_{L2}	25%
Ondulação de Tensão em C_1	ΔV_{C1}	1.5%
Ondulação de Tensão em C_2	ΔV_{C2}	1.5%
Ondulação de Tensão em C_3	ΔV_{C3}	0.5%
Ondulação de Tensão em C_{pv}	$\Delta V_{C_{pv}}$	0.8%

Tabela 2: Valores de Componentes e Outras Grandezas Elétricas

Parâmetro	Símbolo	Valor
Relação de Transformação	N	5
Razão Cíclica	D	0,53
Ganho Estático	M	10,638
Indutância de L_1 e L_m	L_1, L_m	176 μ H
Capacitância de C_1	C_1	151 μ F
Capacitância de C_2	C_2	6,1 μ F
Capacitância de C_3	C_3	4,5 μ F
Capacitância de C_{pv}	C_{pv}	320 μ F
Resistência de Carga	R	470,2 Ω
Resistência dos Capacitores	R_c	50 $m\Omega$

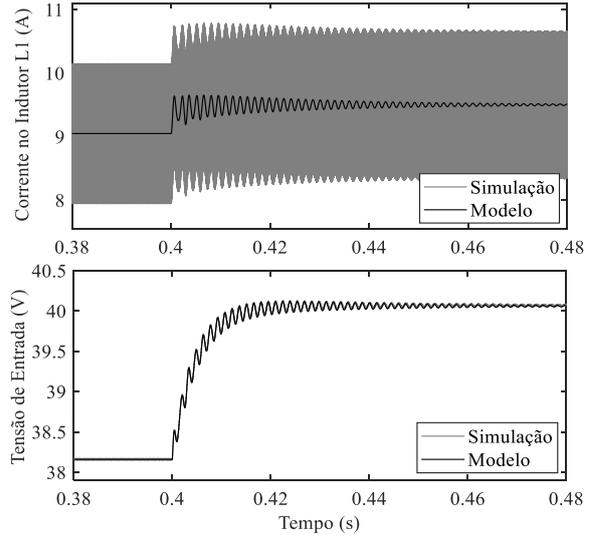


Figura 7: Formas de onda da corrente em L_1 e da tensão sobre C_{pv} para um degrau de 5% na corrente de entrada.

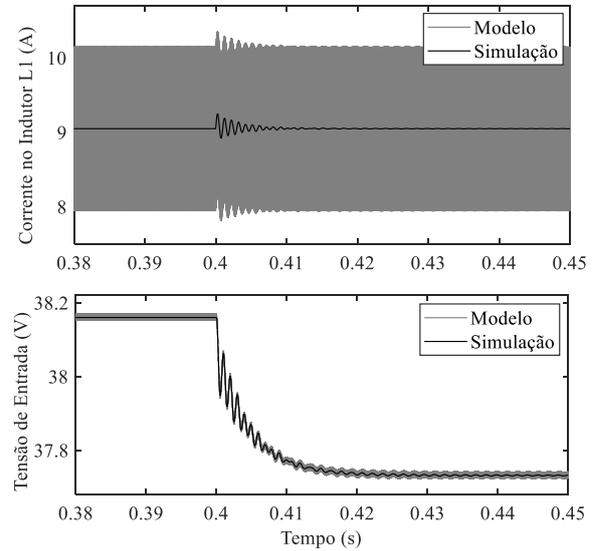


Figura 8: Formas de onda da corrente em L_1 e da tensão sobre C_{pv} para um degrau de razão cíclica de 0,5%.

Neste contexto, as Figuras 7 e 8 apresentam as formas de onda obtidas para a corrente no indutor L_1 e também para a tensão sobre o capacitor de barramento (C_{pv}) para os casos em que são realizadas perturbações de 5% na corrente de entrada (I_{pv}) e 0,5% na razão cíclica (D), a partir das quais é possível validar a modelagem matemática desenvolvida para o conversor.

4. PROJETO DO SISTEMA DE CONTROLE

O diagrama de blocos da estratégia de controle considerada para o primeiro estágio de conversão de energia (CC-CC) do microinversor fotovoltaico é ilustrado na Figura 9. Trata-se de um compensador de tensão (C_{pv}) que opera em conjunto com um Método de Rastreamento do Ponto de Máxima Potência (MPPT). A escolha desta configuração e consequentemente a modelagem do conversor se justificam, de acordo com Brito et. al. (2013), pela possibilidade de obter

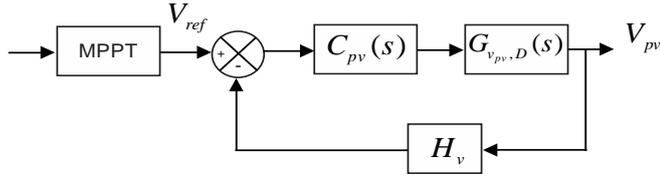


Figura 9: Digrama de blocos da estratégia de controle do estágio CC-CC do microinversor.

uma boa resposta transitória ao mesmo tempo em que proporciona uma melhor extração da energia fornecida pelo módulo quando comparada a técnicas que fornecem diretamente o valor de D . Nesta estratégia, o MPPT é responsável por realizar a leitura das informações provenientes do módulo (corrente, tensão ou temperatura, por exemplo), calcular uma tensão de máxima potência e então defini-la como a referência a ser utilizada pelo controlador. Assim, a tensão de saída do painel medida no barramento CC (V_{pv}) é comparada com a tensão de referência que é fornecida pelo algoritmo (V_{ref}), o que faz com que a malha de tensão controle a potência extraída do módulo fotovoltaico ao seguir a referência que é fornecida pelo MPPT.

Neste ponto, é importante destacar que para este trabalho o MPPT será considerado de maneira genérica e não será empregado nas simulações, sendo o foco principal o projeto e a validação do compensador visando a possibilidade de integração futura deste com uma estratégia de MPPT. Assim, devido à necessidade de realizar o rastreamento de um sinal de referência, para este caso será utilizado o compensador Proporcional Integral (PI) com o objetivo de garantir erro nulo em regime permanente. Deste modo, para o projeto do compensador é utilizada a função de transferência que representa o comportamento da tensão no capacitor de barramento CC em função da razão cíclica ($G_{V_{pv},D}$), obtida a partir da Equação 40. Deste modo, temos que

$$G_{V_{pv},D} = \frac{A(s)}{B(s)} \quad (41)$$

onde

$$A(s) = a_4s^4 + a_3s^3 + a_2s^2 + a_1s + b_0 \quad (42)$$

$$B(s) = b_6s^6 + b_5s^5 + b_4s^4 + b_3s^3 + b_2s^2 + b_1s + b_0 \quad (43)$$

sendo que para a Equação 42 estes termos podem ser definidos por meio de: $a_4 = -1.436e09$; $a_3 = -1.978e14$; $a_2 = -2.127e17$; $a_1 = -3.754e21$; $a_0 = -3.466e24$. Já para a Equação 43, os termos são descritos como: $b_6 = 1$; $b_5 = 1.362e05$; $b_4 = 1.774e08$; $b_3 = 4.301e15$; $b_2 = 1.013e20$; $b_1 = 2.144e22$.

Para o desenvolvimento do projeto do compensador PI foi adicionado um polo na origem e também um zero em 5kHz, sendo que o ganho do compensador foi ajustado para selecionar a frequência de cruzamento desejada. Para este caso, foi considerado que o ganho do sensor de tensão é unitário ($H_v = 1$). Deste modo, (44) apresenta a equação obtida para o compensador de tensão, sendo que a Figura 10 apresenta a resposta em frequência do sistema.

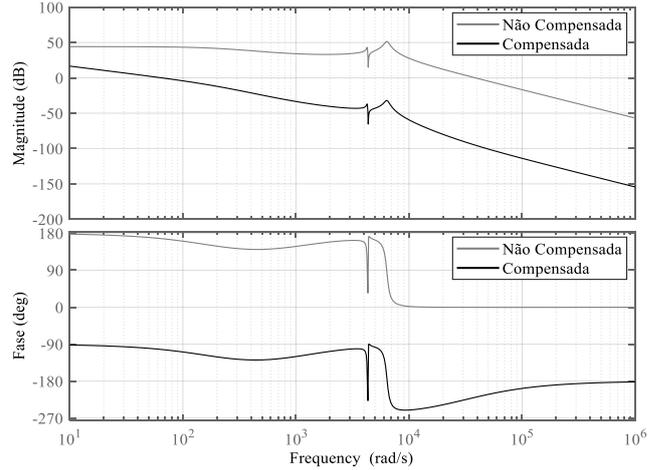


Figura 10: Resposta em frequência do sistema em malha aberta.

$$C_{pv} = \frac{-0.00001336 - 0.4188s}{s} \quad (44)$$

5. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Com o objetivo de validar e avaliar o projeto do compensador de tensão que foi desenvolvido na seção anterior, foram realizadas simulações inicialmente considerando variações na resistência de carga do conversor que são apresentadas na Figura 11. Deste modo, a Figura 11 (a) apresenta a forma de onda da tensão sobre o capacitor de barramento do conversor quando ocorre um degrau de carga de 100% para 110% e a Figura 11 (b) demonstra o comportamento da tensão para o caso em que ocorre um degrau de carga de 100% para 90%, ambos em 0,35s. Com base nos resultados obtidos, é possível perceber que a tensão de entrada se manteve no valor de referência estipulado de 37,6 V mesmo após as variações de carga, apresentando um tempo de resposta de aproximadamente 0,07 s para ambos os casos. Ainda, o pico e o afundamento máximos de tensão para estes casos foram

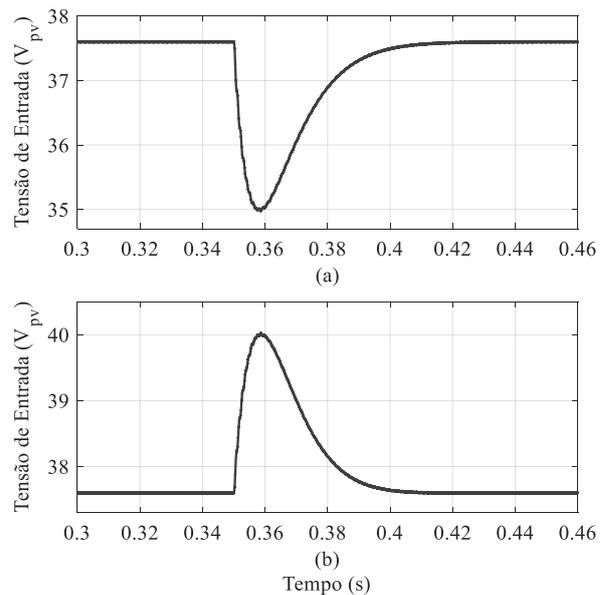


Figura 11: Resposta ao degrau de carga: (a) De 100 % para 110 %; (b) De 100% para 90%.

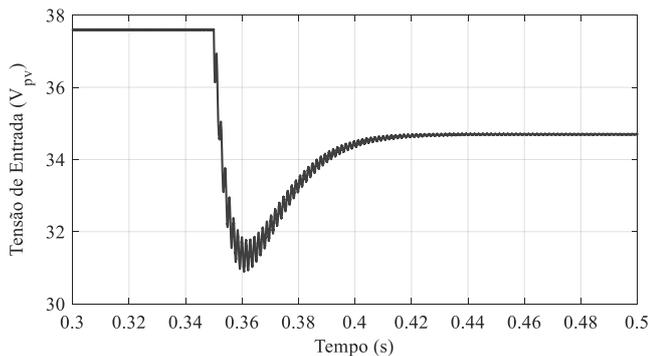


Figura 12: Tensão de entrada do conversor para uma variação de irradiância de 1000 W/m² para 800 W/m².

respectivamente de 6,38% e 6,91%, valores consideravelmente baixos.

Por fim, com o objetivo de avaliar o funcionamento do compensador em condições de operação mais próximas da realidade, a Figura 12 apresenta a tensão de entrada do conversor para uma variação de irradiância de 1000 W/m² para 800 W/m². Para a simulação, são considerados os parâmetros fornecidos pela fabricante Canadian Solar (2019) para os respectivos níveis de irradiância. Deste modo, até o instante 0,35 s temos irradiância de 1000 W/m², tensão de 37,6 V e corrente de 9,05A. No entanto, após este instante ocorre uma redução no nível de irradiância para 800 W/m² de modo que a corrente e a tensão também são reduzidas, respectivamente para 7,24 A e 34,7 V, sendo o compensador capaz de seguir e permanecer no novo valor de referência de tensão estipulado.

6. CONCLUSÕES

Este trabalho teve como principais objetivos realizar a modelagem matemática e o controle de um conversor da topologia SEPIC isolado com uma célula elevadora de tensão do tipo *Greinacher* para aplicação em microinversores fotovoltaicos. Para que isso fosse possível, foi utilizada a técnica do modelo médio por espaço de estados, sendo o modelo validado e posteriormente utilizado para o projeto de um compensador de tensão do tipo PI. Por fim, resultados de simulação envolvendo variações de irradiância e carga demonstraram a habilidade do compensador em controlar a tensão de entrada do conversor, visando a integração futura com um algoritmo de MPPT.

AGRADECIMENTOS

O presente trabalho foi realizado com apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior–Brasil (CAPES/PROEX)-Código de Financiamento 001, INCTGD, CNPq (465640/2014-1), CAPES (23038.000776/2017- 54), FAPERGS (17/2551-0000517-1).

REFERÊNCIAS

Andres, B., Costa, P.F.S., Schuch, L., Roggia, L. e Dupont, F.H. (2019). Estudo Comparativo de Células Elevadoras de Tensão Aplicadas ao Conversor SEPIC Isolado. *12º Seminário de Eletrônica de Potência e Controle*, Natal.

- Brito, M.A.G., Sampaio, L.P., Melo, G.A. e Canesin, C.A. (2013). Evaluation of the Main MPPT Techniques for Photovoltaic Applications. *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, v.60, n.3, p.1156-1167.
- Callegaro, L., Ciobotaru, M., Pagano, D.J. e Fletcher, J.E. (2019). Control Design for Photovoltaic Power Optimizers Using Bootstrap Circuit. *IEEE Trans. on Energy Conversion*, v.34, n.1, p.232-242.
- Canadian Solar. Maxpower CS6U-340 (2019). Disponível em: <https://www.canadiansolar.com/upload/9f6474e3a7c4881c/d421046f5307ed4c.pdf>.
- Dong, D., Agamy, M.S., Todorovic, M.H., Liu, X., Garces, L., Zhou, L., e Cioffi, P. (2018). A PV Residential Microinverter With Grid-Support Function: Design, Implementation and Field Testing. *IEEE Trans. on Industry Applications*, v.52, n.1. p.469-481.
- Erickson, R.W. e Maksimovic, D. (2001). *Fundamentals of Power Electronics*, 2nd Ed. Springer Science, New York.
- Feng, J., Wang, H., Xu, J., Su, M., Gui, W. e Li, X. (2018). A Three-Phase Grid Connected Microinverter for AC Photovoltaic Module Applications. *IEEE Trans. on Power Electronics*, v.33, n.9, p.7721-7732.
- Ibrahim, E.A.D., Gaafar, M.A., Orabi, M., Sheir, A. e Youssef, M.Z. (2020). A Novel Dual-Input High Gain Transformerless Multilevel Single-Phase Microinverter for PV Systems. *IEEE Trans. on Power Electronics*, v.35, n.5, p.4703-4714.
- Khan, N.H., Forouzesh, M., Siwakoti, Y.P., Li, L., Kerekes, T. e Blaabjerg, F. (2020). Transformerless Inverter Topologies for Single-Phase Photovoltaic Systems: A Comparative Review. *IEEE Journal in Emergin and Selected Topics in Power Electr.*, v.8, n.1,
- Kjaer, S.B., Pedersen, J.K. e Blaabjerg, F. (2005). A Review of Single-Phase Grid-Connected Inverters for Photovoltaic Modules. *IEEE Trans. on Industry Applications*. v.41, n.5, p.1292-1306.
- Li, Q. e Wolfs, P. (2008). A Review of Single-Phase Photovoltaic Module Integrated Converter Topologies With Three Different DC Link Configurations. *IEEE Trans. on Power Electronics*, v.23, n.3, p.1320-1333.
- Middlebrook, R.D. e Cük, S. (1976). A General Unified Approach to Modelling Switching-Converter Power Stages. *IEEE Power Electr. Specialists Conf.*, p.18-34.
- Williams, B. (2016). Transformer Isolated Buck-Boost Converters. *Journal of Renewable Energy and Sustainable Development*, v.2, n.2, p.112-125.
- Zilles, R., Macêdo, W.N., Galhardo, M.A.B. e Oliveira, S.H.F. (2012). *Sistemas Fotovoltaicos Conectados à Rede Elétrica*. Oficina de Textos, São Paulo.