

# RASTREAMENTO DE MÁXIMA POTÊNCIA PARA SISTEMAS FOTOVOLTAICOS COM A REDUÇÃO DO NÚMERO DE SENSORES

Alexandre W. Preissler, Philippe R. de Souza, Jumar L. Russi, Guilherme S. da Silva  
Universidade Federal do Pampa  
Alegrete, RS, Brasil, 97546-550  
xandewp@gmail.com, philipe-ssr@hotmail.com, jrussi@gmail.com, guilhermesds@gmail.com

*Resumo* — Este artigo apresenta um estudo e simulação de um sistema fotovoltaico em que o rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT) é realizado em conjunto com um observador por modo deslizantes, a fim de diminuir o número de sensores empregados no sistema. Nesse estudo é definido o conversor CC-CC elevador de tensão e o método perturba e observa (P&O) de MPPT para validação da estratégia proposta. A partir da modelagem em espaço de estados para validar o sistema desenvolveu-se o observador por modo deslizantes, no qual considera-se o erro entre os valores medidos e observados. Em seguida são apresentados os resultados, que são divididos em três partes: (i) topologia do conversor e modelo em espaço de estados; (ii) topologia do conversor com observador por modos deslizantes; (iii) simulação da topologia completa, isto é, conversor com observador por modos deslizantes, incluindo a estratégia P&O de MPPT.

*Palavras-chave*— Observador por Modos Deslizantes, Conversor Boost, MPPT, Perturba e Observa, Sistemas Fotovoltaicos

## I. INTRODUÇÃO

Diversas estratégias de MPPT são encontradas na literatura, como a de Tensão Constante, da Condutância Incremental (IC), da Perturbação e Observação (P&O) e outros métodos baseados em temperatura e em inteligência artificial [1]-[4]. Porém cada técnica apresenta algumas dificuldades como pouca aplicabilidade, perdas de potência e desempenho não adequado em regimes permanente e transitório.

Dentre essas técnicas, será utilizada a técnica P&O, que apresenta diversos subtipos e modos de ser realizada, além de ser bastante eficiente e de uma facilidade razoável de implementação. Porém, a maior parte das estratégias de MPPT necessitam de dois ou mais sensores de tensão e de corrente, o que eleva o custo do projeto, principalmente para sistemas com microinversores, e a redução da confiabilidade dos sensores. Na literatura são encontradas diversas estratégias para utilizar um menor número de sensores, seja utilizando métodos de MPPT em que não se faz o uso de sensor de corrente [5] ou utilizando métodos preditivos como o Modelo de Controle Preditivo (MPC) [6]-[7].

Outra forma de contornar este problema é adicionando um observador que possibilita remover um destes sensores, sendo uma das estratégias o observador por modos deslizantes (OMD). Ao invés de medir a tensão e a corrente com sensores, como normalmente é feito, uma destas grandezas pode ser obtida a partir do OMD. Na literatura encontram-se trabalhos que abordam o controle de corrente de conversores sem o uso de sensores de tensão, propondo um observador de corrente por modos deslizantes [8]-[9]. Outras propostas utilizando o observador por modos deslizantes afim de se remover o sensor de corrente do sistema [10]. Sem o uso de sensores, a proteção, condicionamento para estes sinais e sistema de controle para o mesmo, o custo é reduzido. Além disso a confiabilidade aumenta pois há um menor número de componentes que podem vir a falhar [9]. Utilizando-se apenas um sensor (de corrente ou de tensão) é possível obter o valor da grandeza e, assim, torna-se possível o MPPT.

Neste sentido, este trabalho apresenta a proposta, projeto e simulação de um método de rastreamento de máxima potência sem o uso de sensores de corrente. A partir do observador por modos deslizantes é obtida a corrente observada, a qual é utilizada em conjunto com a tensão medida do módulo fotovoltaico para a implementação do método de MPPT P&O. Resultados de simulação demonstram a adequada operação do sistema de rastreamento de máxima potência proposto.

## II. TOPOLOGIA

### A. Topologia completa

Para o desenvolvimento do trabalho foi escolhido o módulo fotovoltaico comercial 3TSolar – 260 Wp [11], a fim de utilizar seus parâmetros para as simulações. É possível obter as curvas características,  $I \times V$  e  $P \times V$  com a ferramenta chamada *Solar Module (physical model)* do software PSIM® com as características do painel obtidos a partir da folha de dados do mesmo, fornecido pelo fabricante. Esta ferramenta simula um módulo fotovoltaico real, gerando os dados necessários para a simulação, como na Tabela 1, e as curvas características, apresentadas na Fig. 1. Foram utilizados dois painéis em série

a fim de se obter uma maior tensão e uma maior potência nos terminais do arranjo.

Tabela 1 - Especificações para o projeto.

Característica	Grandeza	Valor
Potência máxima nominal	$P_{max}$ (W)	520,83
Tensão de pico nominal	$V_{pmax}$ (V)	61,95
Corrente de pico nominal	$I_{pmax}$ (A)	8,41
Corrente de saturação	( $\mu$ A)	5,58
Coefficiente de temperatura	(A/ $^{\circ}$ K)	0,003656
Tensão de saída	$V_o$ (V)	220
Frequência chaveamento	$f_s$ (kHz)	40

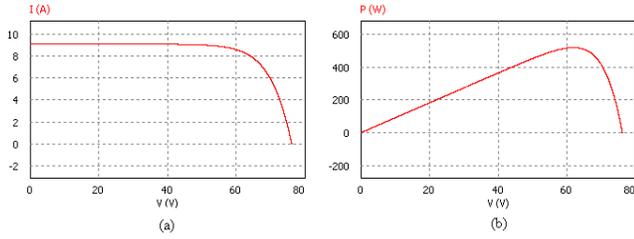


Fig. 1 - Curvas características (a)  $I \times V$  e (b)  $P \times V$ .

Com estes dados pode-se calcular os valores dos elementos do conversor. A resistência (ou a carga) pode ser obtida através da lei de Ohm, conforme equação (1), e tendo as tensões de entrada e saída pode-se, também, calcular a razão cíclica com a equação (2) [12]:

$$R = \frac{V_o^2}{P_{max}} = 93,08 \Omega \quad (1)$$

$$D = \frac{V_o - V_{pv}}{V_o} = 0,72 \quad (2)$$

Com o valor da resistência R pode-se calcular a corrente média no indutor na equação (3), que, por sua vez, será necessária para calcular o valor da indutância L em (4) e a capacitância em (5):

$$I_{L-med} = \frac{V_o^2}{V_{pv} R} = 8,47 \text{ A} \quad (3)$$

$$L = \frac{V_{pv} D}{f_s \Delta I_L} = 1,31 \text{ mH} \quad (4)$$

Onde,  $\Delta I_L = I_{L-med} 10\%$

$$C = \frac{V_o D}{R f_s \Delta V_o} = 1,936 \mu\text{F} \quad (5)$$

Onde,  $\Delta V_o = V_o 10\%$

Com a determinação da resistência pode-se calcular também o ângulo de operação, que deve ser superior ao arco tangente do inverso da resistência R, como descrito na equação (6) [13]:

$$\theta = \tan^{-1}\left(\frac{1}{R}\right) = 0,6155 \text{ rad} = 35,26^\circ \quad (6)$$

Assim, o conversor opera entre o ângulo de  $35,26^\circ$  e  $90^\circ$  na curva característica  $I \times V$ .

Na Fig. 2 é apresentado um esquemático da topologia completa, sendo  $i_L$  a corrente no indutor.

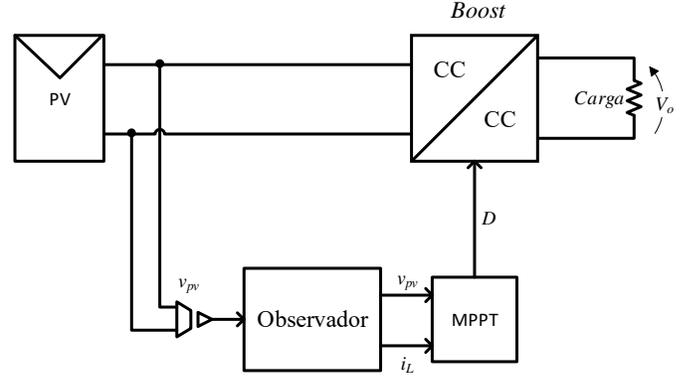


Fig. 2 - Esquemático da topologia completa.

### B. Modelo em espaço de estados

Considerando uma carga constante nos terminais do conversor, pode-se controlar a tensão de saída com o aumento ou diminuição da corrente de entrada. Além disso, a tensão de entrada é uma fonte independente do sistema (depende da irradiação incidida no painel), então pode-se reescrever o que foi dito anteriormente como a necessidade de que a corrente do indutor como variável ( $I_L$ ) e a tensão de saída do conversor como variável ( $V_o$ ) sejam controladas a fim de se obter um equilíbrio de potências. Para isto, foi adotada a técnica de modelo em espaços de estados, e com esse modelo pode-se relacionar a corrente de entrada com a razão cíclica do conversor e relacionar a tensão de saída com a corrente de entrada do conversor. Essa modelagem será vista no tópico seguinte.

A modelagem do sistema com *boost* considera os dois estágios do conversor, apresentado na Fig. 3, sendo o primeiro estágio com a interruptor S conduzindo (fechada) e o segundo estágio com a interruptor S bloqueada (aberta) [14], como apresentado na Fig. 3(a) e (b).

Para a modelagem em espaço de estados consideram-se as equações diferenciais dos elementos que acumulam energia no sistema, são eles o indutor e o capacitor. Assim, pode-se definir como variáveis independentes do sistema a corrente do indutor ( $I_L(t)$ ) e a tensão no capacitor ( $V_o(t)$ ), que pode-se representar, na equação (7), como um vetor de estados. Como a tensão de entrada ( $V_{pv}(t)$ ) é uma fonte independente do sistema, também podemos incluí-la como um vetor de entrada, representado na equação (8). Na equação (9) tem-se a corrente do indutor como o vetor de saída, uma vez que o objetivo é relacionar a tensão de saída com a corrente do indutor e este com a razão cíclica, conforme visto na Fig. 2 [14].

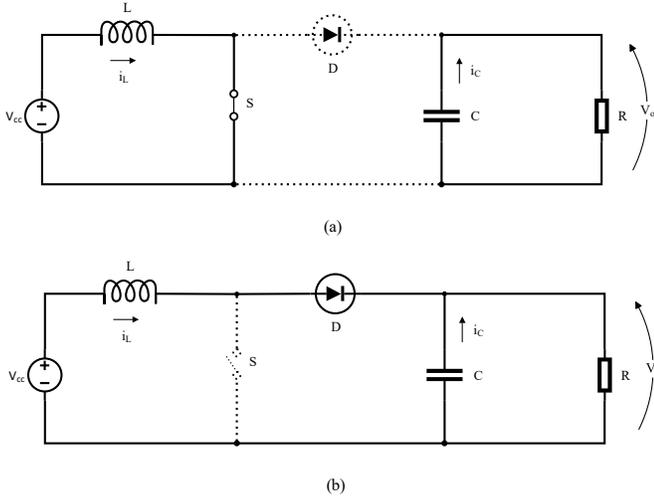


Fig. 3 - Estágios de operação do Boost: (a) estágio de condução da chave S e (b) estágio de bloqueio da chave S.

$$x(t) = \begin{bmatrix} I_L(t) \\ V_o(t) \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$u(t) = \begin{bmatrix} V_{pv}(t) \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$y(t) = \begin{bmatrix} I_L(t) \end{bmatrix} \quad (9)$$

No primeiro estágio, como visto na Fig. 3(a), o semiconductor S está em condução, considerando que o tempo de condução expresso por  $0 \leq t < DT_s$ , e que  $T_s = 1/F_s$ . Aplicando a Lei de Kirchhoff das Tensões (LKT), obtêm-se o conjunto de equações diferenciais apresentadas em (10).

$$1^\circ \text{ estágio} = \begin{cases} L \frac{dI_L(t)}{dt} = V_{pv}(t) \\ C \frac{dV_o(t)}{dt} = -\frac{V_o(t)}{R} \end{cases} \quad (10)$$

Podem-se expressar as equações que descrevem os estágios relacionando os vetores de estados e de entrada e vetores de saída pelas equações (11) [14].

$$\frac{dx(t)}{dt} = A_1 x(t) + B_1 u(t) \quad (11)$$

$$y(t) = H_1 x(t)$$

Assim, aplicando (11) em (10) podem-se definir os valores das matrizes  $A_1$ ,  $B_1$  e  $H_1$  em (12), (13) e (14), onde  $A$  é definido como o ganho dinâmico e  $B$  é o ganho de entrada.

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -1/RC \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix} \quad (13)$$

$$H_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (14)$$

No segundo estágio, como visto na Fig. 3(b), S está bloqueado, sendo o tempo de condução expresso por  $DT_s \leq t < T_s$ . Aplicando a LKT, obtêm-se o conjunto de equações diferenciais expressas em (15).

$$2^\circ \text{ estágio} = \begin{cases} L \frac{dI_L(t)}{dt} = V_{pv}(t) - V_o(t) \\ C \frac{dV_o(t)}{dt} = I_L(t) - \frac{V_o(t)}{R} \end{cases} \quad (15)$$

Podem-se expressar as equações que descrevem os estágios relacionando os vetores de estados e de entrada e de saída pelas equações de (16).

$$\frac{dx(t)}{dt} = A_2 x(t) + B_2 u(t) \quad (16)$$

$$y(t) = H_2 x(t)$$

Do mesmo modo que no primeiro estágio, substituindo (16) em (15) podem-se definir os valores das matrizes  $A_2$ ,  $B_2$  e  $H_2$  em (17), (18) e (19).

$$A_2 = \begin{bmatrix} 0 & -1/L \\ 1/C & -1/RC \end{bmatrix} \quad (17)$$

$$B_2 = \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix} \quad (18)$$

$$H_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (19)$$

Obtendo as equações dos estágios do conversor, pode-se encontrar uma equação de equilíbrio do sistema para que, finalmente, se possa obter o modelo em espaço de estados. Para obter a modelagem é necessário que o modelo em espaço de estado esteja em regime permanente [14]. Isso só é possível se a frequência de variação das grandezas que compõe a entrada do sistema for muito menor do que a frequência de comutação, o que é válido, visto que a entrada é CC e a comutação da chave é de 40 kHz.

Para a obtenção do modelo, o vetor de estados em regime permanente e o vetor de saída em regime permanente podem ser solucionados a partir de (20) e (21).

$$X = -A^{-1}BU \quad (20)$$

$$Y = (-HA^{-1}B)U$$

onde:

$$A = A_1 D + A_2 D'$$

$$B = B_1 D + B_2 D'$$

$$H = H_1 D + H_2 D' \quad (21)$$

$$U = \begin{bmatrix} V_{pv} \end{bmatrix}$$

Assim, substituindo (12)-(14) e (17)-(19) em (21) e (21) em (20), tem-se as equações (22), (23) e (24).

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_L \\ \dot{V}_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & D-1/L \\ 1-D/C & -1/RC \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_L \\ V_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix} V_{pv} \quad (22)$$

$$\dot{I}_L = \frac{D-1}{L}V_o + \frac{V_{pv}}{L} \quad (23)$$

$$\dot{V}_o = \frac{1-D}{C} - \frac{1}{RC} \cdot V_o \quad (24)$$

### C. Observador por modos deslizantes

Nesta seção será apresentado o observador do conversor por modos deslizantes, com modelagem e desenvolvimento em tempo contínuo. A proposta do uso de observador por modos deslizantes é a possibilidade de reduzir o número de sensores, uma vez que pode-se eliminar a necessidade de medir um dos parâmetros utilizados pelo MPPT.

A técnica de observação por modos deslizantes consiste em reduzir o problema de um controle de um sistema genérico como, por exemplo, um sistema descrito por equações de estado com entradas descontínuas através de uma superfície definida no modelo em espaço de estados. A técnica por modos deslizantes é um projeto capaz de fazer com que todas as trajetórias do sistema converjam para a dada superfície, chamada superfície deslizante [15]-[17].

Proposta, inicialmente, por Emelyanov (1967) e sua equipe na década de 1950, a teoria de sistemas de estrutura variável (SEV) é baseada na utilização de um modelo matemático com uma malha fechada com realimentação descontínua. Dentre as aplicações da teoria SEV, as estratégias de observação são utilizadas para obter os estados de um determinado sistema, onde a realimentação descontínua permite que a trajetória dos estados fique confinada em uma superfície de deslizamento [17], [18].

Um sistema opera em modo deslizante quando uma das entradas do sistema é uma função descontínua, onde a frequência da descontinuidade pode ser teoricamente infinita [18]. Utilizando um sistema de primeira ordem relacionando os vetores de estado e de entrada, tal como expresso na equação (11) para rastrear o estado  $x(t)$ , pode-se obter a equação (25), adicionando uma função de chaveamento na equação (11), assim tem-se:

$$\frac{d\hat{x}(t)}{dt} = A\hat{x}(t) + Bu(t) + Of(t) \quad (25)$$

onde  $O$  é o vetor de ganhos do observador,  $\hat{x}(t)$  é o vetor de estados observado e  $f(t)$  é a função de chaveamento.

A função de chaveamento tem por objetivo que o erro  $\tilde{x}(t)$  entre o estado medido  $x(t)$  e o estado observado  $\hat{x}(t)$  seja nulo, de modo a tornar a derivada do estado observado positiva ou negativa, ou seja, fazendo com que  $\hat{x}(t)$  convirja para  $x(t)$ . Essa relação entre o estado observado e o estado medido é chamada de superfície de deslizamento, que pode ser expressa por (26).

$$\tilde{x}(t) = \hat{x}(t) - x(t) \quad (26)$$

O observador por modo deslizante deve operar na superfície de deslizamento em que  $\tilde{x}(t)$  é teoricamente nulo, para isso o ganho do observador associado ao estado  $x(t)$  deve ser projetado adequadamente. A convergência do estado observado

para o estado medido pode ser garantida quando a derivada do erro quadrático é negativa, como mostra a equação (27) [14].

$$\frac{d}{dt} \left[ \frac{\tilde{x}^2(t)}{2} \right] = \tilde{x}(t) \frac{d\tilde{x}(t)}{dt} < 0 \quad (27)$$

A partir das equações (22)-(27) e do conceito de observador por modos deslizantes apresentados anteriormente, obtém-se a equação (28) que pode ser detalhado através de (29) e (30).

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \frac{d\hat{I}_L(t)}{dt} \\ \frac{d\hat{V}_o(t)}{dt} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & D-1/L \\ 1-D/C & -1/RC \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{I}_L(t) \\ \hat{V}_o(t) \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix} V_{pv}(t) + \begin{bmatrix} |\tilde{V}_o| k_i \\ 1 \end{bmatrix} \mu(t) \end{aligned} \quad (28)$$

$$\frac{d\hat{I}_L(t)}{dt} = \frac{D-1}{L} \hat{V}_o(t) + \frac{V_{pv}(t)}{L} + |\tilde{V}_o(t)| k_i \mu(t) \quad (29)$$

$$\frac{d\hat{V}_o(t)}{dt} = \frac{1-D}{C} \hat{I}_L(t) - \frac{1}{RC} \hat{V}_o(t) + \mu(t) \quad (30)$$

onde,  $\hat{I}_L(t)$  é a corrente no indutor observada,  $\hat{V}_o(t)$  é a tensão do capacitor de saída observada,  $k_i$  é o ganho do observador de corrente e  $\mu(t)$  é a função de chaveamento do observador, dada por (31):

$$\mu(t) = k_v \text{sign}(\tilde{V}_o(t)) \quad (31)$$

onde,  $k_v$  é o ganho da função chaveada e  $\tilde{V}_o(t)$  é o erro entre a corrente observada e a medida.

O termo  $\tilde{V}_o(t)$  da equação (29) foi incluído de modo a atingir um melhor desempenho em regime transitório da corrente observada, uma vez que a velocidade de convergência aumenta proporcionalmente com o termo  $\tilde{V}_o(t)$ . Quando o observador possuir elevado erro de corrente, a velocidade de convergência aumentará proporcionalmente e quando o observador se aproximar dos valores nominais a velocidade de convergência diminuirá. Devido a atuação da função de chaveamento  $\mu(t)$  o observador, em regime permanente, indicará a existência de pequenos erros de tensão  $\tilde{V}_o(t)$ .

### D. Estratégia de MPPT

A estratégia de MPPT escolhida para o projeto foi a P&O por ser dotada de uma resposta de boa qualidade e confiável, de ser de fácil implementação e razoável esforço computacional.

A programação do algoritmo do P&O foi baseado no fluxograma apresentado na Fig. 4. Os parâmetros de frequência de amostragem e passo de variação cíclica delta ( $\Delta D$ ) do algoritmo foram escolhidos empiricamente e os valores são, respectivamente, 500 Hz e 0,005. Para se chegar nesse valor foram avaliados os resultados com outras frequências de amostragem e outros passos de variação cíclica delta.

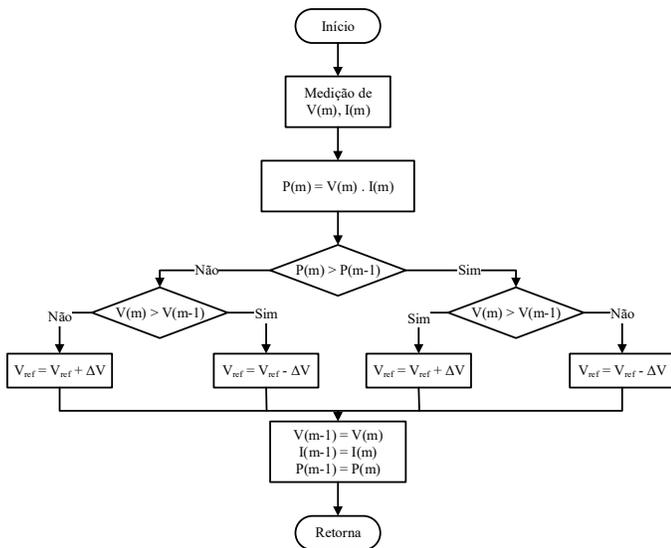


Fig. 4 - Fluxograma do algoritmo P&O [19].

### III. RESULTADOS

Nesta seção são apresentados os resultados das simulações da topologia completa, isto é, incluindo os módulos fotovoltaicos com todos seus parâmetros, o conversor, o observador por modo deslizante e o algoritmo da estratégia P&O de MPPT. A estratégia de MPPT utiliza uma frequência de amostragem baixa em relação à frequência de comutação do sistema e um baixo valor de passo de  $\Delta D$ , o que deixa a resposta do sistema com rastreamento mais lento.

Estas simulações resultaram nas formas de onda da Fig. 5, a qual apresenta a tensão de saída medida no conversor (vermelho) e a tensão de saída observada (azul), e no gráfico da Fig. 6, a qual apresenta a corrente do indutor medida no conversor (vermelho) e a corrente do indutor observada (azul).

O último resultado de simulação compreende a observação frente à perturbação, onde foi inserida uma perturbação senoidal com frequência de 0,5 Hz com o objetivo de simular um comportamento de variação de irradiância mais lenta. O resultado para a perturbação senoidal é mostrado na Fig. 7.

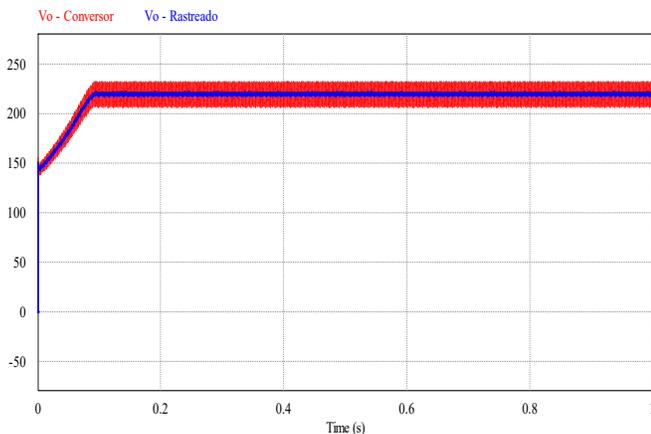


Fig. 5 – Formas de onda de tensão de saída medida no conversor operando com MPPT e observada.

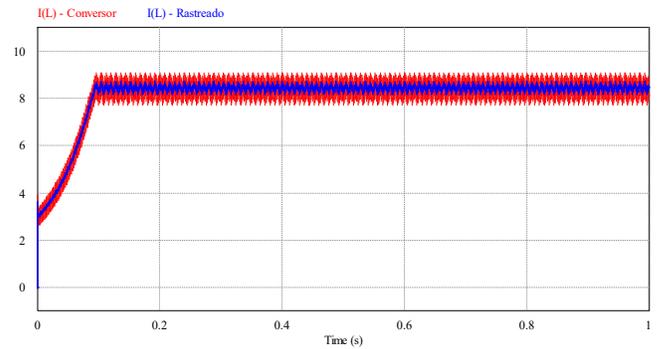
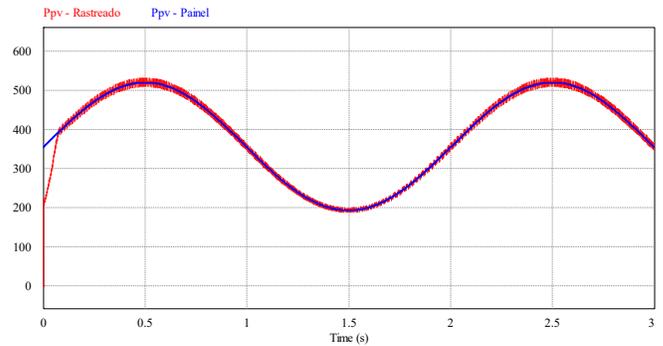
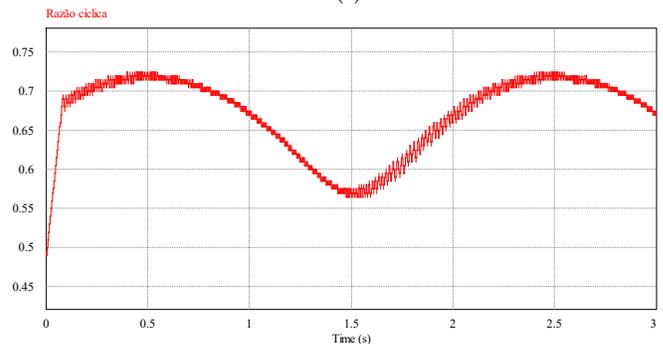


Fig. 6 – Formas de onda de corrente no indutor medida no conversor operando com MPPT e observada.



(a)



(b)

Fig. 7 – Formas de onda da (a) potência medida no painel e rastreada com perturbação senoidal e (b) da razão cíclica do conversor.

### IV. CONCLUSÃO

Através da definição de parâmetros, cálculo dos valores dos elementos do conversor, elaboração do observador por modo deslizante e do algoritmo da estratégia P&O de MPPT, foram realizadas diversas simulações:

(i) primeiramente, simulou-se o conversor com o modelo em espaço de estados, onde concluiu-se que, mesmo com perturbação na fonte, o mesmo é validado pelo êxito em obter-se as mesmas tensões e correntes que o medido diretamente no conversor nas simulações;

(ii) seguida da simulação da topologia do conversor com observador por modos deslizantes, que, também, foi validada em suas simulações, mesmo com perturbação na fonte, pois as tensões e as correntes observadas pelo modo deslizante foram as mesmas medidas diretamente no conversor;

(iii) e foi simulado a topologia completa, isto é, conversor com observador por modos deslizantes, incluindo a estratégia P&O de MPPT, que realizou o rastreamento de máxima potência a partir da observação pelo modo deslizante, também foram realizadas simulações com perturbação incidente sobre o módulo com uma forma de onda senoidal, a fim de simular o comportamento do sistema durante um dia.

Pode-se concluir que o observador funciona adequadamente, visto que nas simulações percebe-se que a tensão e corrente medidas no conversor são rastreadas em todos os casos. A potência ativa fornecida pelo painel fotovoltaico foi rastreada com êxito utilizando a estratégia P&O de MPPT.

#### REFERÊNCIAS

- [1] DESAI, Hardik P.; PATEL, Himanshu K. Maximum Power Point Algorithm in PV Generation: An Overview. Bangkok, Thailand: Power Electronics and Drive Systems, 2007.
- [2] ESRAM, Trishan.; CHAPMAN, Patrick L. Comparison of Photovoltaic Array Maximum Power Point Tracking Techniques. [S. l.]: IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 22, Issue: 2, 2007.
- [3] FARANDA, Roberto; LEVA, Sonia; MAUGERI, V. MPPT Techniques for PV Systems: Energetic and Cost Comparison. Pittsburgh, PA, USA: Power and Energy Society General Meeting - Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century, 2008.
- [4] PANDEY, Ashish; DASGUPTA, Nivedita; MUKERJEE, Ashok K. A Simple Single-Sensor MPPT Solution. [S. l.]: IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 22, Issue: 2, 2007.
- [5] MARKS, N. D.; SUMMERS, T. J.; BETZ, R. E. Current Sensorless Maximum Power Point Tracking in a Cascaded H-Bridge Photovoltaic Power System. [S. l.]: IEEE, 2015.
- [6] METRY, Morcos; SHADMAND, Mohamed B.; BALOG, Robert S.; RUB Haitham Abu. [S. l.]: IEEE, 2016.
- [7] MARKS, N. D.; SUMMERS, T. J.; BETZ, R. E. Current Sensor-less Control of a Cascaded H-Bridge Photovoltaic System. 3rd International Conference on Renewable Energy Research And Applications. Milwaukee, USA, 2014.
- [8] SILVA, Marcelo Campos. Estudo e implementação de observador via modos deslizantes aplicados a motores síncronos a ímãs permanentes. Florianópolis: UDESC, 2013.
- [9] TONIN, Rodrigo Gehrke. Controle de Corrente Aplicado a Conversores PWM Conectados à Rede Elétrica sem Sensor de Tensão CA Utilizando Observadores por Modos Deslizantes. Santa Maria: UFSM, 2014.
- [10] KIM, Il-Song; KIM, Myung-Bok; YOUN, Myung-Joong. New Maximum Power Point Tracker Using Sliding-Mode Observer for Estimation of Solar Array Current in the Grid-Connected Photovoltaic System. [S.l.]: IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 53, No. 4, 2006.
- [11] 3T SOLAR. FOLHA DE DADOS Módulo Fotovoltaico 260Wp - Policristalino - 60 células. Disponível em: <<http://www.3tsolar.eco.br/placa-260w-1>>. Acesso em 12 de Março de 2018.
- [12] MOHAN, Ned. Power Electronics: Converters, Application and Design. 2ª ed. Canada. John Wiley & Sons, Inc, 1995.
- [13] COELHO, Roberto Francisco. Estudo dos Conversores Buck e Boost Aplicados ao Rastreamento de Máxima Potência de Sistemas Solares Fotovoltaicos. Florianópolis: UFSC – INEP, 2008.
- [14] ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. Fundamentals of Power Electronics. 2ª Ed., Colorado, Kluwer Academic Publishers, 2001.
- [15] BELKAID, Abdelhakim; GAUBERT, Jean-Paul; GHERBI, Ahmed. An Improved Sliding Mode Control for Maximum Power Point Tracking in Photovoltaic Systems. CEAI, Vol.18, No.1 pp. 86-94, 2016.
- [16] LEVRON, Yoash; SHMILOVITZ, Doron. Maximum Power Point Tracking Employing Sliding Mode Control. [S.l.]: IEEE Transactions on Circuits and Systems, Vol. 60, No. 3, 2013.
- [17] EMEL'YANOV, S. V. Variable Structure Control Systems. Moscow: Nauka (in Russian), 1967.
- [18] UTKIN, V. I. Sliding mode control design principles and applications to electric drives. IEEE Transactions on Industrial Electronics, v. 40, n. 1, p. 23–36, Feb. 1993.
- [19] PINHEIRO, Murilo Augusto. Aplicação do Algoritmo de Busca de Ponto de Máxima Potência (P&O) e Controle PI para a Regulação da Tensão Terminal de Painéis Fotovoltaicos. São Carlos: USP, 2016.