

Artigo

Modelagem e Controle de Conversor *Flyback* Intercalado para aplicações em Sistemas Fotovoltaicos

de Azevedo, D.J.¹, Menoncin, L.C.¹, Prati, T.J.¹ e Dequigiovani, T.^{1,*}

¹ Instituto Federal Catarinense Campus Luzerna; denisjaa2203@gmail.com; lucas2ceroni@gmail.com; thiago.prati@ifc.edu.br

* Correspondence: tiago.dequigiovani@ifc.edu.br

Received: 10/03/2022; Accepted: 20/05/2022; Published: 27/07/2022

Resumo: Neste artigo apresenta-se as etapas de modelagem e controle de um conversor *flyback* intercalado, com o objetivo de adaptar a tensão gerada por painéis fotovoltaicos, para a utilização desta energia. A modelagem e o controlador propostos visam regular a tensão de saída em 400 V. Para a modelagem do conversor utilizou-se um método de identificação de sistemas denominado mínimos quadrados. Para obter a regulação da saída um controlador RST foi empregado. São apresentados resultados de simulação computacional com o intuito de validar o método de modelagem empregado e o desempenho do controlador. Para efeitos de comparação, um controlador PID analógico também é apresentado, para a regulação da tensão de saída do conversor.

Palavras-chave: *Flyback* Intercalado; Controlador RST; Identificação de Sistemas

Modeling and Control of a Flyback Interleaved converter in photovoltaic system applications

Abstract: This paper proposes the modeling e control of a flyback interleaved converter in order to use the energy provided for a photovoltaic module. The proposed modeling and controller aim to regulate the output voltage at 400 V. A parametric identification is applied to estimate the parameters of the converter, using the least squares method. In order to achieve the regulation of the output voltage, an RST digital controller is designed. Simulation results are shown to demonstrate the effectiveness of the modeling and controller proposed. For control comparison purposes, an analog PID controller for output voltage regulation is also presented.

Keywords: Flyback Interleaved; RST controller; system identification

1. Introdução

Conversores CC-CC de alto ganho têm sido largamente empregados nos estágios de conversão de sistemas de potência. São exemplos destes sistemas geração de energia renovável, veículos elétricos e fontes ininterruptas de energia (Cacau et al., 2018).

Fontes de energia renováveis, como módulos fotovoltaicos, tipicamente fornecem baixa tensão de saída, na ordem de 15 a 40 V em corrente contínua, por módulo. Estes níveis de tensão não são adequados para determinados tipos de cargas, ou para a conexão com a rede elétrica em corrente alternada. Para a adaptação da fonte de energia à diferentes tipos de cargas, comumente utiliza-se um barramento CC de 400 V. Este nível de tensão permite, através da associação de outros conversores como CC/CC ou CC/CA, alimentar cargas em corrente contínua ou corrente alternada, banco de baterias ou interligação com a rede monofásica (Nakpin e Khwan-on, 2016).

Dentre as topologias de conversores CC/CC isolados que podem oferecer alto ganho, o *flyback* é considerado o de menor custo e maior simplicidade, por possuir somente dois dispositivos semicondutores. No entanto, devido utilizar indutores acoplados com armazenamento de energia, conversores *flyback* são limitados a baixas potências, como de 100 a 150 W. De forma a elevar a potência processada pode-se utilizar o conceito de conversor intercalado, no qual um determinado número de células de uma topologia é associado operando de forma intercalada. Este método também contribui para a redução dos elementos de filtro de saída, uma vez que a frequência da ondulação de saída é proporcional ao número de células intercaladas (Tamyurek e Kirimer, 2015).

O conversor *flyback* intercalado, assim como diversas outras topologias de conversor CC-CC, tem a tensão de saída dependente, além de outros parâmetros, da razão cíclica aplicada ao dispositivo interruptor (Mohan et al., 1989). Esta razão cíclica é utilizada como a atuação do controlador, a partir de uma modulação por largura de pulso (PWM), para obter a regulação de uma determinada variável do conversor. Para que seja possível a aplicação de tal controlador, é necessário previamente a obtenção do modelo do conversor, o qual pode ser realizado de forma analítica, como descrito em Mohan et al. (1989) e Hart (1989), ou através de métodos de identificação de sistemas (Krneta et al., 2005 e Freitas (2019)).

No sistema apresentado tem-se como variável principal de controle a tensão de saída do conversor CC-CC. Cabe ressaltar que neste trabalho não foi empregado um método de rastreamento da máxima potência (MPPT) do módulo fotovoltaico, sendo o foco a regulação do barramento CC de 400V a partir da fonte fotovoltaica.

Dado o contexto, o presente artigo apresenta a modelagem e o controle da tensão de saída, para um conversor CC-CC *flyback* Intercalado, utilizando para tal o método dos mínimos quadrados na modelagem e o projeto do controlador realizado através do método RST (*Reference Signal Tracking*). Para a validação dos métodos são apresentados resultados de simulação computacional, enfatizando a quão fiel à planta é o modelo obtido e o desempenho do controlador.

O estudo deste conversor, aliado a métodos de modelagem e controle, contribui para o desenvolvimento de diversas áreas relevantes da engenharia, tanto no campo científico quando tecnológico, como sistemas ininterruptos de energia, fontes renováveis e redes inteligentes.

2. Conversor *Flyback* Intercalado

O conversor *flyback* intercalado consiste na junção de dois conversores *flyback*, ambos operando de maneira simétrica com chaveamentos defasados em 180°, onde com tal associação tem-se vantagens com a divisão da potência e menores perdas por comutação (Scortegagna et al., 2014). Com isso, a corrente de entrada do conversor tem o dobro da frequência de chaveamento, reduzindo a ondulação da mesma e consequentemente o capacitor de filtro na entrada.

A frequência de chaveamento é definida na ordem de quilohertz, contribuindo para uma diminuição dos elementos magnéticos aplicados no conversor. Na Figura 1 é apresentada a topologia do circuito de potência do conversor. São associados dois conversores *flyback*, cada um composto por um interruptor semicondutor (S1 ou S2), um transformador *flyback* (T1 ou T2) e um diodo retificador (D1 ou D2) (Scortegagna et al., 2014). Os demais componentes e especificações são comuns para as duas células do conversor, como: capacitores de filtro na entrada (Cf) e na saída (Co), resistência de carga (Ro), tensões de entrada (Vin) e de saída (Vo).

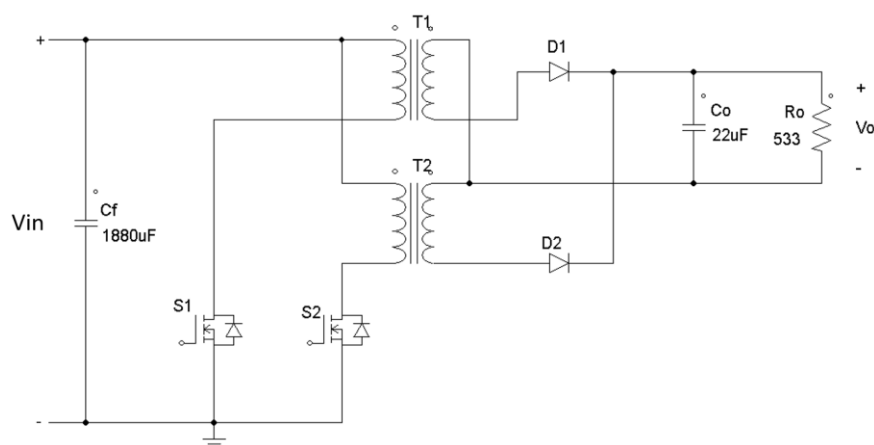


Figura 1. Conversor *flyback* intercalado.

Os sinais de comando para a comutação das chaves S1 e S2 é na forma de modulação por largura de pulso (PWM) com frequência de chaveamento fixa. A operação do conversor é em modo de condução descontínua (MCD), onde a razão cíclica de cada chave (S1 e S2) é de no máximo 45%. As especificações do conversor são mostradas na Tabela 1.

Tabela 1. Características do Conversor

Tensão de Entrada (Vin)	20 a 30V
Potência Nominal (Po)	300W
Tensão de Saída (Vo)	400 V
Freq. de Chaveamento (fs)	20 kHz

A tensão de entrada é de acordo com um módulo fotovoltaico específico, e a tensão de saída é regulada em 400V nominal. De forma a obter a tensão de saída desejada, analisa-se o ganho estático do conversor. A Equação 1 descreve o ganho estático de um conversor *flyback* ideal, derivado do conversor *buck-boost*, para o modo de operação em condução contínua (MCC) (Mohan et al., 1989), dependendo somente da razão cíclica e da relação de espiras do transformador *flyback*.

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{D}{1-D} \cdot \frac{N_2}{N_1} \quad (1)$$

Onde D é a razão cíclica aplicada às chaves do conversor, N1 e N2 representam o número de espiras nos enrolamentos primário e secundário do transformador, respectivamente. No modo de condução descontínua, o ganho estático do conversor *flyback* ideal é representado pela Equação 2 (Pesce et al., 2019). Verifica-se a dependência de outros parâmetros como resistência de carga (Ro), frequência de chaveamento (fs) e indutância magnetizante (Lm) referente ao enrolamento primário.

$$\frac{V_o}{V_{in}} = D \cdot \sqrt{\frac{R_o}{2 \cdot f_s \cdot L_m}} \quad (2)$$

Os demais parâmetros relevantes do projeto do conversor *flyback*, como especificação do elemento magnético (Yaqoob et al., 2021), são apresentados na Tabela 2. A relação de transformação foi definida de forma a reduzir a tensão máxima sobre o diodo do secundário, uma vez que em MCD, a tensão de saída não depende deste parâmetro.

Tabela 2. Parâmetros dos componentes do conversor

Parâmetros	Valor
Diodos do secundário	15ETH06
Transistores S1 e S2	IRFP150N
Indutância Magnetizante (Lm)	13,5 uH
Relação de transformação (N1 : N2)	5 : 122
Capacitores de entrada (Cf)	4 x 470uF
Capacitor de saída	22 uF / 450V
Resistência nominal de carga (Ro)	533Ω

3. Modelagem do Sistema

Para a modelagem do conversor optou-se por aplicar um método de identificação de sistemas, ao invés de estudar o modelo elétrico do conversor CC-CC e obter de forma analítica. O método utilizado apresenta eficácia e simplicidade, tornando possível a adição posterior de elementos não-ideais ao sistema, sem aumentar a complexidade na aplicação do método. Tal estratégia de identificação utilizada é denominada método dos mínimos quadrados.

Baseado no procedimento em Krneta et al. (2005) e Freitas (2019), o método dos mínimos quadrados pode ser deduzido conforme apresentado a seguir. A função transferência da planta que se deseja obter, $G(Z)$, é definida pela Equação 3, sendo referente ao conversor *flyback* intercalado.

$$G(Z) = \frac{Y(Z)}{U(Z)} = \frac{B(Z)}{A(Z)} \quad (3)$$

No qual que $B(Z)$ e $A(Z)$ representam o numerador e denominador da planta, sendo m e n o maior grau dos mesmos, respectivamente. Tais funções podem ser separadas em coeficientes a_m e b_n conforme Equação 4.

$$\frac{Y(Z)}{U(Z)} = \frac{b_0 \cdot Z^n + b_1 \cdot Z^{n-1} + \dots + b_n}{Z^m + a_1 \cdot Z^{m-1} + \dots + a_m} \quad (4)$$

Buscando encontrar a equação a diferenças, inicia-se dividindo o numerador e denominador pelo seu coeficiente de maior grau, então adicionando um fator de deslocamento no tempo d (diferença entre o maior grau do denominador e do numerador), para manter o sistema genérico e tornar as alterações matematicamente possíveis, conforme Equação 5.

$$\frac{Y(Z)}{U(Z)} = \frac{Z^{-d} \cdot (b_0 + b_1 \cdot Z^{-1} + \dots + b_n \cdot Z^{-n})}{1 + a_1 \cdot Z^{-1} + \dots + a_m \cdot Z^{-m}} \quad (5)$$

Dessa forma, a equação a diferenças $y(t)$ pode ser escrita pela Equação 6.

$$y(t) = -a_1 \cdot y(t-1) - a_2 \cdot y(t-2) - \dots - a_m \cdot y(t-m) + b_0 \cdot u(t-d) + b_1 \cdot u(t-d-1) + \dots + b_n \cdot u(t-d-n) \quad (6)$$

Tendo tal sistema, pode-se separar em dois vetores, um deles de coeficientes a serem encontrados representados por θ e outro chamado Φ , de informações já obtidas em uma planta real. O Φ e o θ são definidos pelas equações 7 e 8, respectivamente.

$$\Phi = [-y(t-1) \ -y(t-2) \ \dots \ -y(t-m) \ u(t-d) \ u(t-d-1) \ \dots \ u(t-d-n)] \quad (7)$$

$$\theta^T = [a_1 \ a_2 \ \dots \ a_m \ b_0 \ b_1 \ \dots \ b_n] \quad (8)$$

Dessa forma $y(t)$, pode ser representado pela Equação 9. Ou, adicionando o erro $\hat{e}(t)$ da modelagem, pela Equação 10.

$$y(t) = \Phi(t)^T \cdot \theta \quad (9)$$

$$y(t) = \Phi(t)^T \cdot \hat{\theta} + \hat{e}(t) \quad (10)$$

O parâmetro $\hat{\theta}$ é um vetor com os supostos parâmetros do sistema, quando considerado também um erro $\hat{e}(t)$. A partir da Equação 10, aplicada para x instantes de tempo, tem-se Equação 11.

$$\begin{bmatrix} y(0) \\ y(1) \\ \vdots \\ y(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Phi(0)^T \\ \Phi(1)^T \\ \vdots \\ \Phi(x)^T \end{bmatrix} \cdot \hat{\theta} + \begin{bmatrix} \hat{e}(0) \\ \hat{e}(1) \\ \vdots \\ \hat{e}(x) \end{bmatrix} \quad (11)$$

Tendo em vista que é necessário encontrar os coeficientes mantidos na matriz θ , deve-se isolar a mesma, resultando, conforme indicado por Krneta et al. (2005) na Equação 12.

$$\hat{\theta} = [\Phi^T \cdot \Phi]^{-1} \cdot \Phi^T \cdot Y \quad (12)$$

Conhecendo os valores de Φ , tal como os valores de $y(t)$, pode-se facilmente através de ferramentas computacionais encontrar os valores dos coeficientes de A e B (matriz θ), obtendo assim a planta. Os valores de m e n , correspondentes ao grau do numerador e denominador podem ser adotados conforme a necessidade da aplicação.

Os valores de $u(t)$ e $y(t)$ devem ser encontrados de forma experimental ou através de simulação computacional. Inicialmente deve-se definir um conjunto de entradas $u(t)$, o qual deve variar de forma aleatória em amplitude e tempo, mantendo o sistema permanentemente excitado e impedindo a estabilização em regime permanente. Através de tal variação é obtido um conjunto de valores de saída $y(t)$, os quais podem ser então aplicados ao método dos mínimos quadrados.

4. Método de Controle RST

Este método de controle é baseado na alocação de pólos, no qual permite especificar o controlador de acordo com a dinâmica desejada para o sistema em malha fechada. O método resulta em um controlador de dois graus de liberdade que implementa filtros individuais na referência, controlador e saída do sistema, garantindo erro nulo em regime permanente e rejeitando perturbações, ambos de maneira independente. O método RST (*Reference Signal Tracking*) tem como entrada uma planta qualquer com a condição de que seu numerador e denominador sejam “coprimos”, ou seja, não devem existir raízes em comum entre os mesmos. Conceitos sobre este controlador são apresentados em Mesquita et al. (2020), Jacknoon et al. (2016) e Godoy e Ostertag (2006). O grau do controlador é dado por $m = n - 1$, onde n é grau do denominador da planta. A lei de controle da estrutura RST é representada pela Equação 13.

$$R(Z^{-1}) \cdot \Delta \cdot u(k) = T(Z^{-1}) \cdot x(k) - S(Z^{-1}) \cdot y(k) \quad (13)$$

Onde os parâmetros $R(Z^{-1})$, $T(Z^{-1})$ e $S(Z^{-1})$ são definidos pelas equações 14 a 16, respectivamente. Os polinômios R e S são selecionados para obter o desempenho desejado na regulação, e o polinômio T é selecionado de forma a atingir o rastreamento desejado.

$$R(Z^{-1}) = 1 + r_1 \cdot Z^{-1} + \dots + r_{nr} \cdot Z^{-nr} \quad (14)$$

$$S(Z^{-1}) = s_0 + s_1 \cdot Z^{-1} + \dots + s_{ns} \cdot Z^{-ns} \quad (15)$$

$$T(Z^{-1}) = t_0 + t_1 \cdot Z^{-1} + \dots + t_{nt} \cdot Z^{-nt} \quad (16)$$

O diagrama de blocos da malha de controle do sistema (Planta + Controlador) com a implementação do método é representado pela Figura 2.

Fonte: Adaptado de Jacknoon et al. (2016).

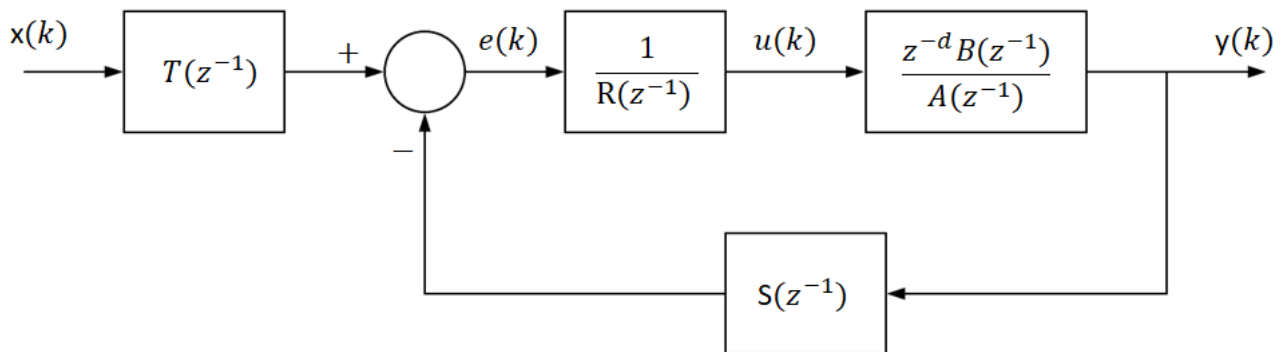


Figura 2. Sistema em malha fechada.

Descrevendo o sistema em malha fechada tem-se a Equação 17.

$$y(k) = \frac{Z^{-d} \cdot B(Z^{-1}) \cdot T(Z^{-1})}{R(Z^{-1}) \cdot A(Z^{-1}) + Z^{-d} \cdot B(Z^{-1}) \cdot S(Z^{-1})} \quad (17)$$

Onde d representa o atraso da planta gerado pelo amostrador do sistema, A e B são os polinômios do numerador e denominador, respectivamente. Os zeros (L) e pólos (P) em malha fechada, de um sistema com um controlador RST, são dados pelas raízes conforme Equações 18 e 19.

$$L(Z^{-1}) = Z^{-d} \cdot B(Z^{-1}) \cdot T(Z^{-1}) = 0 \quad (18)$$

$$P(Z^{-1}) = A(Z^{-1}) \cdot R(Z^{-1}) + Z^{-d} \cdot B(Z^{-1}) \cdot S(Z^{-1}) = 0 \quad (19)$$

O polinômio P é especificado de modo a satisfazer os requisitos do projeto, ou seja, são os pólos desejados em malha fechada, como ultrapasse, tempo de assentamento e esforço de controle. Conhecendo-se os polinômios A , B , L e P , pode-se montar a matriz M , garantindo que o numerador e denominador da planta não tenham fatores em comum, para que haja a determinação dos coeficientes dos polinômios de R e S .

Para aplicação do método RST como descrito é necessário definir o grau do controlador, alocar os pólos de maneira que atenda o comportamento desejado e em seguida montar a matriz M , onde os coeficientes da matriz são obtidos conforme Equações 20 e 21.

$$\Delta(z) = A(z) \cdot L(z) + B(z) \cdot P(z) \quad (20)$$

$$\Delta(z) = (a_0 + a_1 \cdot z + \dots + a_n \cdot z^n) \cdot L(z) + (b_0 + b_1 \cdot z + \dots + b_n \cdot z^n) \cdot P(z) \quad (21)$$

Definido $\Delta(z)$, polinômio característico, chega-se a M e iguala-se aos coeficientes (C) do polinômio característico $\Delta(z)$ como apresentado na Equação 22.

$$\begin{bmatrix} a_n & \cdots & b_n \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ a_0 & \cdots & b_0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} L_0 \\ \vdots \\ P_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_0 \\ \vdots \\ c_n \end{bmatrix} \quad (22)$$

$M \qquad \theta \qquad C$

Assim, para se determinar θ , que são os coeficientes do controlador RST, realiza-se o produto da inversa de M pelos coeficientes (C) como descrito na Equação 23.

$$\theta = M^{-1} \cdot C \quad (23)$$

5. Resultados e Discussão

Nas seções a seguir são apresentadas a aplicação e os resultados obtidos com o conversor *flyback* intercalado, para os métodos de modelagem e controle abordados.

5.1. Modelagem do Conversor

Como mencionado anteriormente, para realizar a modelagem utilizou-se o método dos mínimos quadrados sem recursão. Para aplicar tal ferramenta é necessário obter dados iniciais da planta, referente ao comportamento da saída (Y) para específicos sinais de entrada (U). No conversor em estudo, a entrada é representada pelo PWM aplicado aos interruptores, e a saída é a tensão V_o , sobre a resistência de carga. Os dados iniciais da planta são obtidos experimentalmente ou, caso não disponível, através de simulação computacional. Neste trabalho utilizou-se o software de simulação PSIM, primeiramente um circuito em malha aberta, conforme Figura 3. Nesta figura são mostradas a topologia de potência, um bloco onde pode ser inserido um controlador digital, e a geração do PWM para as duas chaves.

Para a modelagem e validação da mesma, são obtidos dois conjuntos de dados do simulador. O primeiro conjunto para a modelagem em si e o segundo para a comparação entre saída real, obtida via simulação, e a saída calculada, através do modelo encontrado.

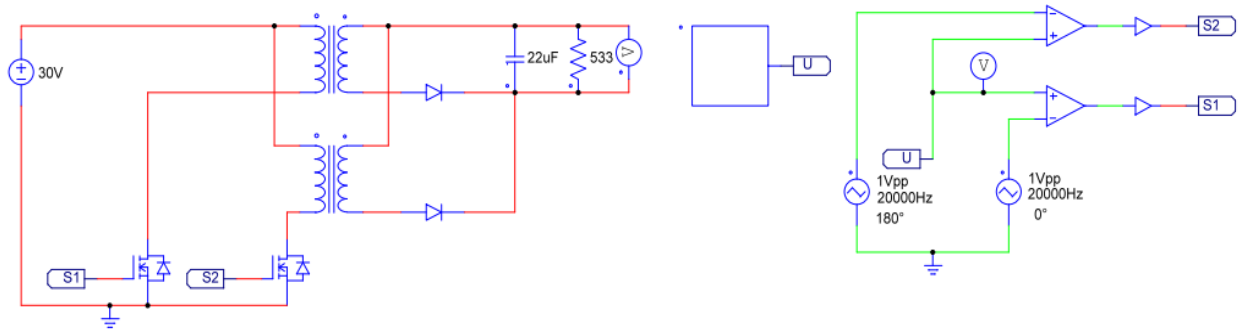


Figura 3. Sistema em malha aberta

O conjunto de dados utilizado para a modelagem do sistema é mostrado através das Figuras 4 e 5, sendo a entrada $u(t)$ e a saída $y(t)$, respectivamente. A Figura 4 corresponde à razão cíclica, gerada através de um bloco no simulador, e na Figura 5 a tensão de saída resultante no conversor.

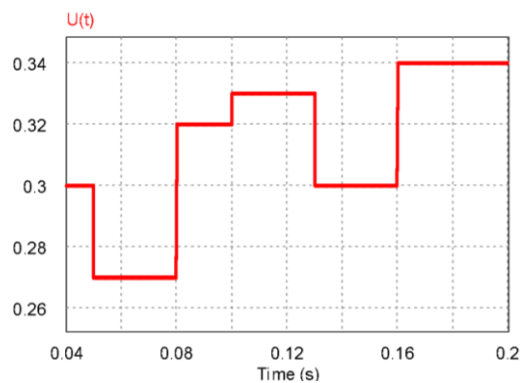


Figura 4. $u(t)$ utilizado para modelagem.

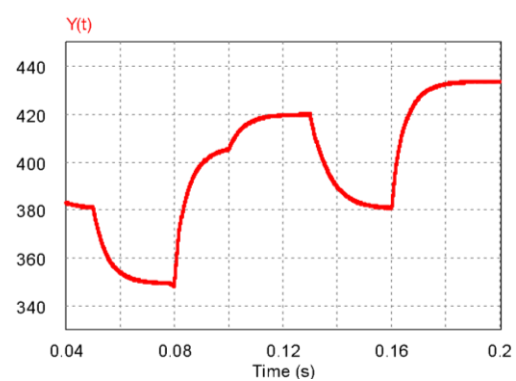


Figura 5. $y(t)$ utilizado para modelagem.

Da mesma forma, um segundo conjunto de dados é obtido para a verificação do modelo. Tal conjunto é indicado pela Figura 6, razão cíclica $u(t)$, e Figura 7, tensão de saída.

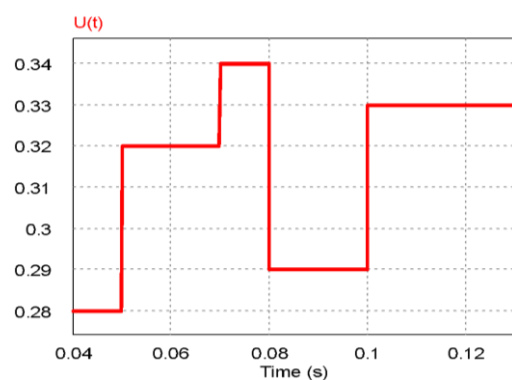


Figura 6. $u(t)$ utilizado para validação.

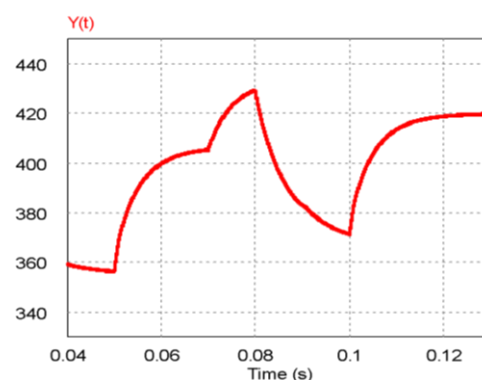


Figura 7. $y(t)$ utilizado para validação.

Utilizando scripts implementados no software Matlab aplicando o primeiro conjunto de dados apresentados, através da Equação 12 são obtidos os coeficientes da planta, representados pelos vetores A (denominador) e B (numerador). O valor de m e n é igual a 1. Com isso obtêm-se $A = -0,999059286185$ e $B = 1,194060862897$, correspondendo à Equação 24.

$$G(Z) = \frac{1,194060862897}{Z - 0,999059286185} \quad (24)$$

No entanto, o período de amostragem utilizado para retirada dos conjuntos de dados das Figuras 4 a 7 foi de 5us, fazendo com que a planta encontrada na Equação 24 herde tal característica. O período de amostragem a ser utilizado para o controlador é de 100us, logo, necessitando ambos estar na mesma frequência. Dessa forma torna-se necessária uma transformação na planta utilizando funções no Matlab, resultando na Equação 25.

$$G(Z) = \frac{23,67}{Z - 0,9814} \quad (25)$$

A validação entre o resultado obtido por simulação, e o resultado calculado, pode ser observado através da utilização do segundo conjunto de informações, resultando na Figura 8.

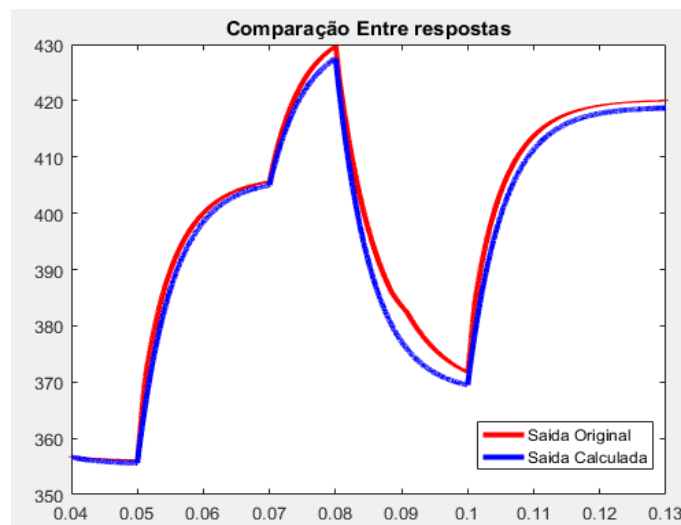


Figura 8. Comparação entre planta calculada e dados simulados.

5.2. Projeto do Controlador RST

Tendo um modelo válido, pode-se via scripts implementados no software Matlab aplicar o método de cálculo do controlador, conforme equações apresentadas na seção 4. Os pólos dominantes do sistema resultam na posição $0,99197282 \pm 0,01082782 \cdot i$, de forma a atender as especificações de 50ms de estabilização e 10% de ultrapassagem. São também alocados três pólos puramente reais na posição 0,25, estando assim distantes da dinâmica o suficiente para a compensação do método, sem influenciar na resposta do sistema. O controlador obtido por tal método é apresentado na Equação 26.

$$C(Z) = \frac{-0.0001272 \cdot Z + 0.0001368}{Z^2 - 0.7526 \cdot Z - 0.2474} \quad (26)$$

Para verificar os requisitos do controlador, pode-se fechar a malha conforme Figura 2 e, via Matlab, aplicar um degrau unitário, resultando na Figura 9. Observa-se a ultrapassagem de 10% em aproximadamente 30ms e a estabilização dentro de 2% a partir de 45ms.

Na Figura 9 também se observa uma dinâmica inicial no qual a resposta é negativa. Isso se deve ao fato de que o zero do controlador foi posicionado fora do círculo unitário no lugar geométrico das raízes no domínio discreto. Tal fato pode ser contornado através da utilização de um saturador na ação de controle, no momento da implementação.

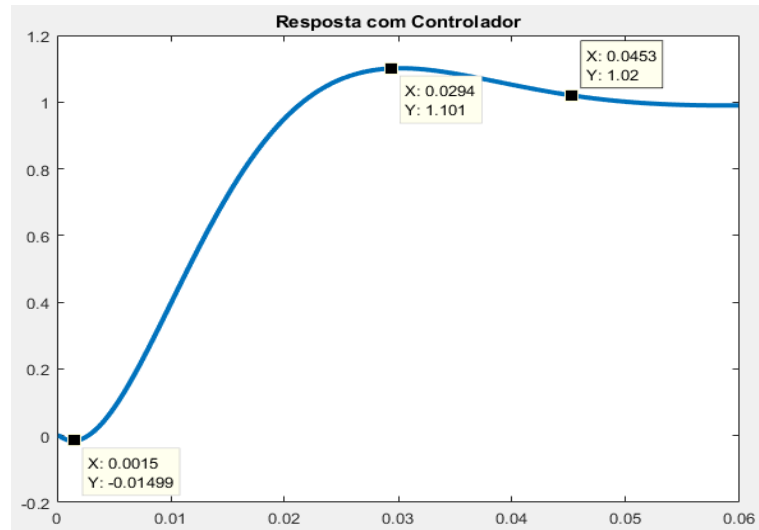


Figura 9. Degrau aplicado ao sistema em malha fechada.

5.3. Simulação do Sistema Planta e Controlador

Utilizando o software PSIM com o sistema em malha fechada pode-se também verificar o desempenho do controlador e, indiretamente, do modelo encontrado. A simulação é realizada com a tensão de entrada em 30V e a carga equivalente à potência nominal. O circuito é mostrado na Figura 10.

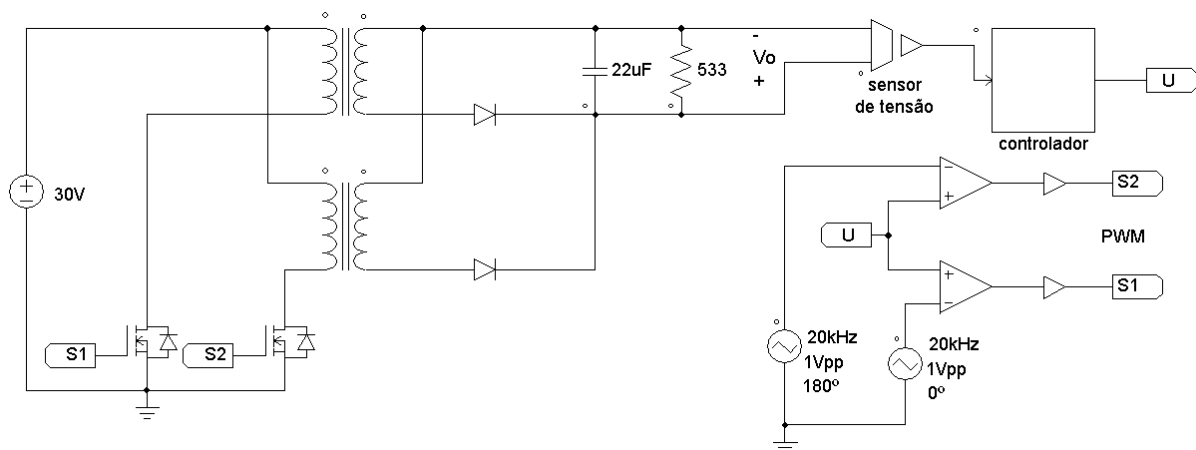


Figura 10. Circuito completo para simulação.

Observa-se na Figura 10 a estrutura de potência do *flyback* intercalado, um elemento para a medição da tensão de saída, e um bloco de controle, o qual é responsável por determinar o erro baseado na referência escolhida (intrínseca de 400V) e calcular a ação de controle. A geração dos sinais PWM é realizada através da comparação do sinal de controle com ondas triangulares, conforme mostrado na figura.

Para ser implementado o controlador pode-se inserir a equação a diferenças, no bloco do controlador. A mesma é apresentada na Equação 27.

$$u(k) = 0.7526 \cdot u(k-1) + 0.2474 \cdot u(k-2) - 0.0001272 \cdot e(k-1) + 0.0001368 \cdot (k-2) \quad (27)$$

Na Figura 11 é mostrada a saída obtida, no qual ambos os requisitos, tempo de assentamento e ultrapassagem, estão dentro dos especificados.

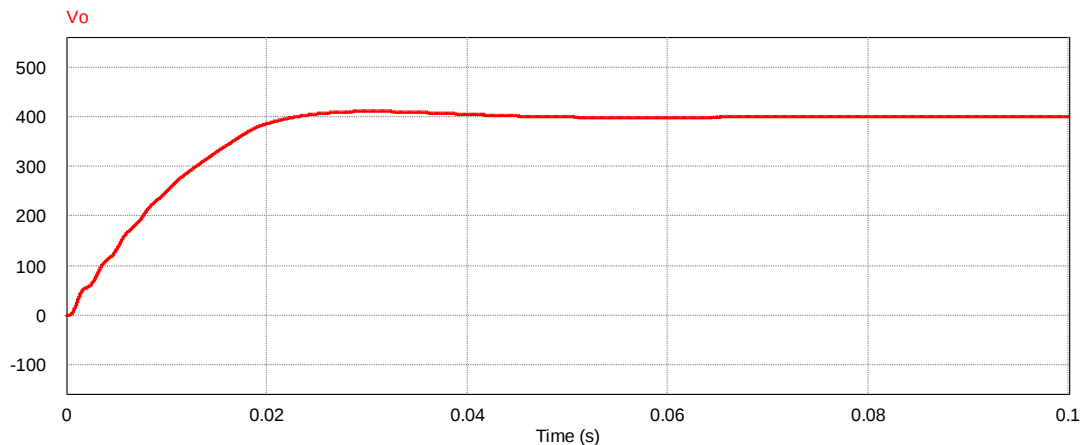


Figura 11. Resposta do conjunto Planta + Controlador.

Para melhor análise foi inserida na simulação uma variação na resistência de carga. O valor foi comutado abruptamente de 700 Ω para 533 Ω no instante 100ms, resultando na resposta apresentada na Figura 12.

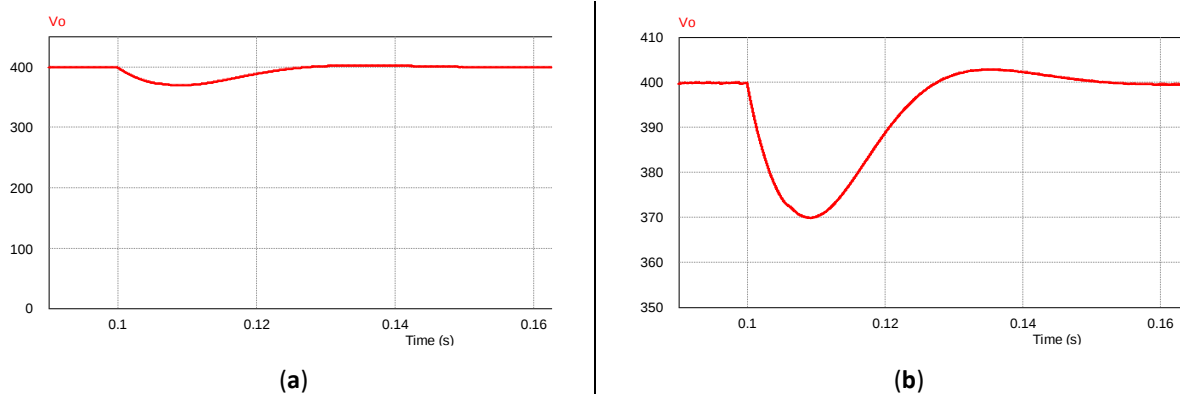


Figura 12. Resposta à variação de carga do conjunto planta com controlador: (a) Maior escala; (b) Menor escala.

Através da Figura 12a observa-se em uma escala maior como o controlador reagiu a uma perturbação referente ao aumento da corrente de saída em aproximadamente 30%. Na Figura 12b tem-se uma ampliação na região do transitório, no qual observa-se que após o momento da perturbação obteve-se a regulação em aproximadamente 50ms, atendendo às especificações do projeto.

5.2. Desempenho com Controlador PID

Como ferramenta para comparar o desempenho do controlador abordado, apresenta-se o projeto e simulação de um controlador PID analógico. A metodologia utilizada a seguir é descrita em Erickson (2001).

Na metodologia, primeiramente verifica-se a resposta em frequência do conversor em malha fechada sem o efeito do controlador ($G_c(s) = 1$). Os pólos e zeros do controlador são calculados de forma que a frequência de cruzamento do sistema em malha fechada (f_c), onde o ganho é 0 dB, esteja no valor desejado e com uma determinada margem de fase. Na Tabela 3 são destacados os parâmetros do controlador.

Tabela 3. Especificações do PID

f_c (crossover frequency) = $f_s/2$	10 kHz
Margem de fase	52°
f_L (freq. inverted zero) = $f_c/10$	1 kHz
f_z (freq. zero)	3,4 kHz
f_p (freq. pólo)	29 kHz
G_{c0}	24 dB

A função de transferência do controlador é descrita pela Equação 27, onde, de forma geral, $\omega_x = 2\pi f_x$.

$$G_c(s) = G_{c0} \frac{(1 + \frac{s}{\omega_z})(1 + \frac{\omega_L}{s})}{(1 + \frac{s}{\omega_p})} \quad (27)$$

A topologia de circuito do controlador é mostrada na Figura 13. Através do divisor resistivo composto por R1d e R2d a tensão de saída do conversor (400V) é adequada para a realimentação. A tensão Vref define o *setpoint*. O sinal de atuação do controle, saída do ampop, é adequada para os limites de razão cíclica, representada por U.

De forma a atender as especificações mostradas na Tabela 3, são determinados os resistores R1 e R2 e os capacitores C1 e C2, no qual os valores são apresentados na Figura 13.

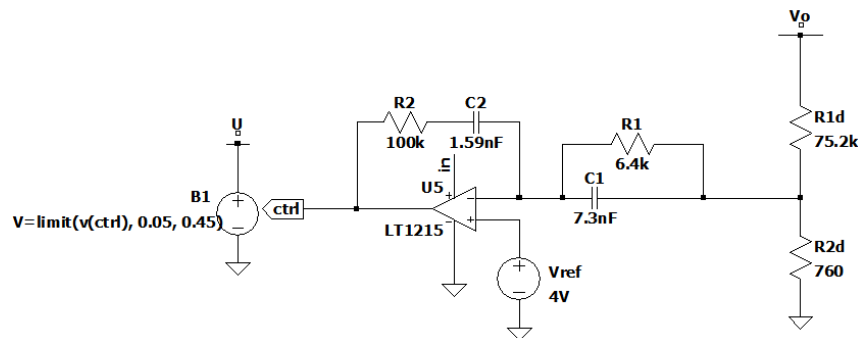


Figura 13. Controlador PID analógico

A simulação deste controle, com a mesma topologia de potência do *flyback* intercalado, foi realizada com o software LTSpice. Na Figura 14 são mostradas as formas de onda da tensão de saída (V_o), a corrente na carga (I_{Ro}) e a ação de controle (U), ou razão cíclica.

A exemplo do que foi aplicado para o controlador RST, foi imposto o mesmo degrau de carga, para verificar a atuação do controle. Observa-se na Figura 14 que o erro em regime permanente não foi nulo, no entanto, o transitório foi mais rápido no comparativo com o outro controlador, retornando para a regulação em menos de 1 ms.

6. Conclusões

Neste artigo foi apresentado um método de modelagem e controle para um conversor *flyback* intercalado, que pode ser utilizado em sistemas de geração com baixa tensão CC. Tanto o método de identificação de sistemas quanto do controlador RST apresentaram resultados satisfatórios, verificados através de simulação computacional. Utilizando o método dos mínimos quadrados foi possível através de conjuntos simples de dados práticos, encontrar uma planta condizente com o conversor. Bem como a modelagem, a estratégia de controle também se mostrou funcional, atendendo os requisitos de malha fechada para tempo de assentamento 45ms (estipulado 50ms) e ultrapassagem 10,1% (estipulado 10%). Cabe ressaltar que, utilizando os procedimentos apresentados, podem ser obtidos modelos em estruturas mais complexas ou com outras não-idealidades no conversor.

Especificamente sobre o comparativo com o controlador PID, verificou-se que, com o controlador analógico obteve-se um transitório menor após um mesmo degrau de carga, no entanto, o erro em regime permanente não foi nulo. A variação da tensão de saída também foi consideravelmente menor durante o transitório. A metodologia de projeto utilizada para o PID ateu-se para esta alta largura de banda, proporcionando a regulação em menor tempo. A resposta do PID analógico à uma perturbação, destaca-se como a principal vantagem deste controlador nesta aplicação.

O PID, implementado com circuito analógico, traz a dificuldade de alteração dos parâmetros, sendo necessária a mudança no componente físico. E para a metodologia de projeto aqui utilizada, depende da resposta em frequência do sistema ou a função de transferência, obtida por análise do circuito. Vale ressaltar que existem diversas formas de sintonia do controlador PID, largamente abordado na literatura, o qual está além do escopo deste trabalho, além de poder ser implementado digitalmente.

O controlador RST atingiu a regulação em tempo maior, e também maior ultrapassagem, no entanto foi projetado para tais especificações. Este controlador digital, associado ao método para modelagem apresentado, são as vantagens desta estrutura, sendo dinâmico para alterações na planta. O modelo da planta, através da identificação de sistemas, pode ser obtido tanto em simulação computacional quanto em um sistema físico. Por ser utilizado um controlador

digital, o ajuste do mesmo é facilitado. Vale destacar que, de posse do modelo discreto da planta, obtido pelo método apresentado, o controlador empregado é um critério de escolha do projetista.

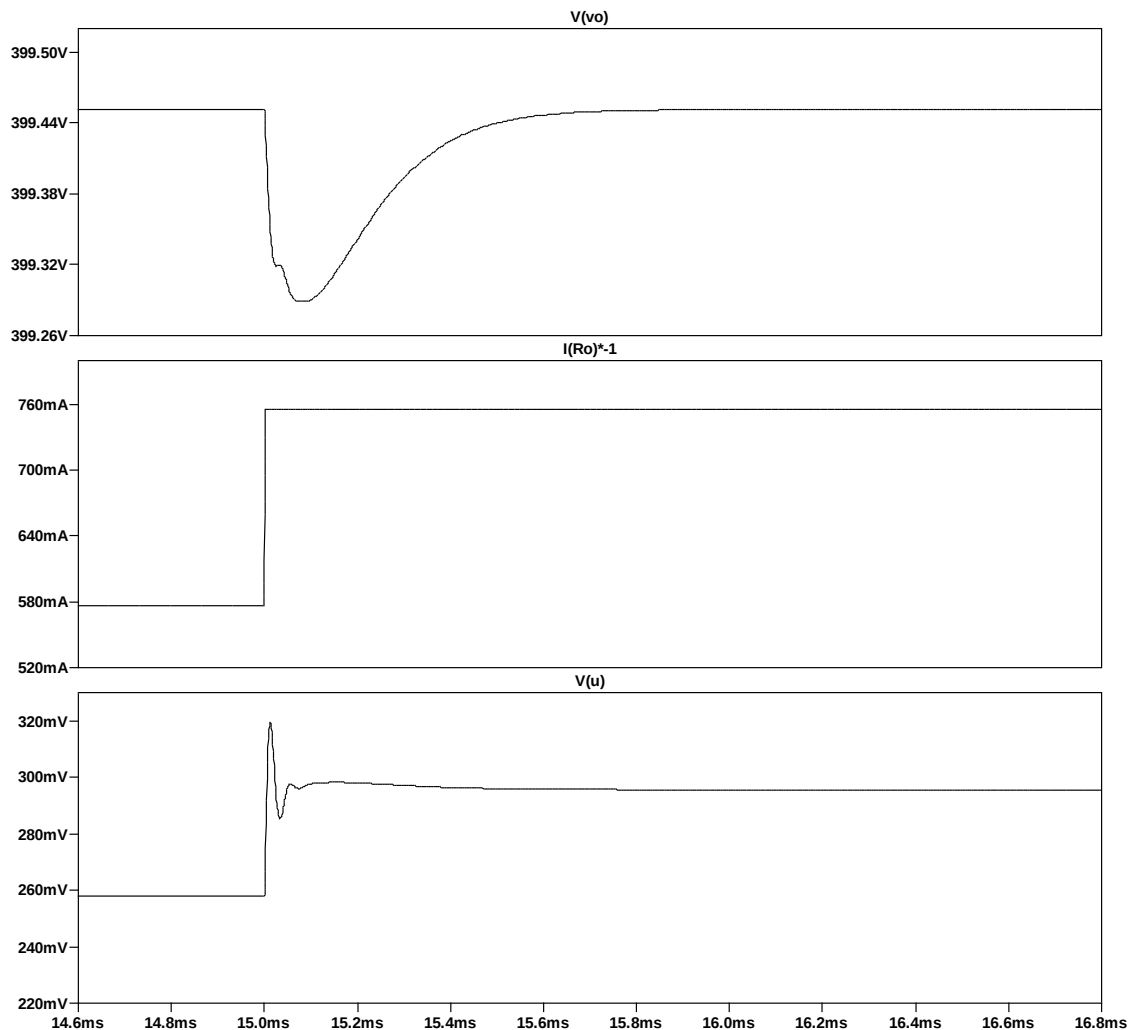


Figura 14. Resultados com o controle PID

Agradecimentos: Os autores agradecem ao Instituto Federal Catarinense – IFC, pela estrutura e apoio financeiro para a realização deste trabalho.

References

1. Cacao, R. G. A; Lazzarin, T. B.; Villanueva, M. C. T.; Barbi, I. Study Of High Step-Up Gain DC-DC Converters Based on Stacking of Non-Isolated Topologies. *Revista Eletrônica de Potência* **2018**, v. 23, n. 4, p. 505-515. <https://dx.doi.org/10.18618/REP.2018.4.0029>.
2. Freitas, A. Modelagem Matemática da Curva de Descarga da Bateria de um Quadrirotor Rolling Spider Utilizando a Teoria de Identificação de Sistemas. TCC (Curso de graduação em Engenharia Elétrica) - Campus de Sobral, Universidade Federal do Ceará, Sobral, 2019.
3. Godoy, E.; Ostertag, E. RST-Controller Design: A Rational Teaching Method Based On Two Diophantine Equations. In: IFAC Proceedings Volumes, v. 39, n. 6, p. 541-546, 2006. <https://doi.org/10.3182/20060621-3-ES-2905.00093>.
4. Hart, D. W. *Eletrônica de potência: análise e projetos de circuitos*. Porto Alegre: Bookman, 2012.
5. Jacknoon, A.; Hassan, M.; Ferik, S. E. Design of RST controllers based on intelligent optimization algorithms. In: Conference of Basic Sciences and Engineering Studies (SGCAC), p. 177-182, 2016. <https://doi.org/10.1109/SGCAC.2016.7458025>.
6. Krneta, R; Antic, S; Stojanovic, D. Recursive Least Squares Method in Parameters Identification of DC Motors Models, *Electronics and Energetics* **2005**, v. 18, n. 3, p. 467-478. <https://doi.org/10.2298/FUEE0503467K>.

7. Mesquita, V. A. de; Taleires Filho, J.; Nogueira, F. G.; Torrico, B. C. Controle LPV aplicado a uma máquina de relutância variável 6/4. In: XXIII CBA, v.2, n.2, 2020. <https://doi.org/10.48011/asba.v2i1.1583>.
8. Mohan, N.; Undeland, T. M.; Robbins, W. P., *Power Electronics: Converter, Applications and Design*. 3rd ed. New York, USA: Wiley, 1989.
9. Erickson, R. W. & Maksimovic, D., *Fundamentals of Power Electronics*. 2 ed., Springer, 2001.
10. Nakpin, A.; Khwan-on, S. A Novel High Step-Up DC-DC Converter for Photovoltaic Applications. *Procedia Computer Science* **2016**, v. 86, p. 409 – 412. <https://doi.org/10.1016/j.procs.2016.05.051>.
11. Pesce, C.; et. al. A Modified Step-Up DC-DC Flyback Converter with Active Snubber for Improved Efficiency. *Energies* **2019**, v. 12, n. 11. <https://doi.org/10.3390/en12112066>.
12. Scortegagna, R. G.; Stein, C. M. O.; Dequigiovani, T. A high step-up DC-DC interleaved flyback converter for dc microgrids applications. In: PCIM South America, p. 306-313, 2014.
13. Tamyurek, B.; Kirimer, B. An interleaved high-power flyback inverter for photovoltaic applications. *IEEE Transactions on Power Electronics* **2015**, v. 30, n. 6, p. 3228-3241. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2014.2332503>.
14. Yaqoob, S.J.; et. al. Flyback Photovoltaic Micro-Inverter with a Low Cost and Simple Digital-Analog Control Scheme. *Energies* **2021**, v. 14, n. 14. <https://doi.org/10.3390/en14144239>.