

Investigação de Estratégias de Controle Clássico aplicadas a Conversores de Potência do tipo *Flyback*

Daniel M. de Souza* Renan L. P. Medeiros*
Iury V. de Bessa* Florindo A. C. Ayres Jr.*
Nei J. S. Farias*

* Faculdade de Tecnologia, Universidade Federal do Amazonas, AM,
(e-mail: daniel.modesto.dmds@gmail.com, renanlandau@ufam.edu.br,
iurybessa@ufam.edu.br, florindoayres@ufam.edu.br e
nejunior1995@outlook.com).

Abstract: Renewable energy resources are best solutions for combat a future global energy crisis. Improving the efficiency of energy generation and storage to reducing the cost of renewable energy are the main goals in future developments of the power electronics technology. To link the energy generation and storage systems and guarantee the output voltage regulation, dc-dc converters are used. Within this topology of converters, an isolated dc-dc converter such as textit flyback type stands out, which offers isolation between input and output of conversion. However, the dynamic behavior of these converters causes non-linear effects in the system, due to the switch elements. In this context, this work carries out a study based on linearization around an operational point aiming at regulating the output voltage of the textit flyback converter by using classic control strategies, aiming to mitigate effects of oscillations, ensuring the stability of the system to the desired performance specifications. The simulations were made for a converter operating with an input voltage of 10 V, an output voltage of 12 V, a power of 10 W and a switching frequency of 2 kHz.

Resumo: Recursos energéticos renováveis são soluções promissoras para uma futura crise energética global. Melhorar a eficiência da captação de energia e reduzir o custo de energia renovável são os principais objetivos para o desenvolvimento da tecnologia de eletrônica de potência. Para integrar os sistemas de geração e armazenamento de energia e regulação da tensão de saída, são utilizados os conversores CC-CC. Dentro desta topologia de conversores, destaca-se o conversor isolado do tipo *flyback*, o qual oferece isolamento entre entrada e saída de conversão. Porém, o comportamento dinâmico destes conversores ocasiona efeitos não lineares no sistema, devido aos elementos de chaveamento. Neste âmbito, este trabalho realiza um estudo baseado na linearização em torno de um ponto de operação para regulação da tensão na saída de um conversor *flyback* fazendo uso de estratégias de controle clássico, objetivando mitigar efeitos de oscilações, garantindo a estabilidade do sistema para as especificações de desempenho desejadas. As simulações foram realizadas para um conversor operando com tensão de entrada de 10 V, tensão de saída de 12 V, potência de 10 W e frequência de comutação de 2 kHz.

Keywords: DC-DC converters; *Flyback*; Pole-placement; Root locus; State-feedback.

Palavras-chaves: Conversor CC-CC; *Flyback*; Alocação de polos; LGR; Realimentação de estados.

1. INTRODUÇÃO

Atualmente, com o advento de novas fontes de energia renováveis, faz-se necessária a utilização de várias topologias de conversores de potência, dentre os quais destacam-se conversores não-isolados, amplamente utilizados em sistemas de energia solar conectados à rede de energia elétrica (Wang et al., 2017; Wu et al., 2019). Porém, as topologias de conversores isolados são bastante aplicadas em sistemas de energia solar fotovoltaica encontradas especialmente em localidades remotas (Wang et al., 2017; Sher et al., 2017).

Os Conversores CC-CC do tipo *flyback* já são amplamente utilizados em dispositivos eletrônicos, equipamentos de telecomunicações e sistemas automotivos, estando presentes em adaptadores de baixa potência, drivers de LED e carregadores (Cheng et al., 2018; Wang et al., 2018). Os conversores *flyback* apresentam vantagens, as quais destacam-se: isolamento galvânica entre entrada e saída de conversão, simplicidade de projeto, circuito de controle simples e de baixo custo, o que torna recorrente sua apli-

cação às demandas energéticas atuais (Cheng et al., 2018; Rodriguez et al., 2019; Soltanzadeh et al., 2016). Estes dispositivos possibilitam funcionar com tensão maior ou menor que a tensão de entrada do sistema (Feyel and Grimaud, 2017).

Conversores *flyback* também podem ser utilizados em modo de condução descontinuo (DCM), modo de condução contínuo (CCM) e modo de condução crítica (CRM) (Wi et al., 2018; Kang et al., 2014). Em geral, o projeto de controle linear aplicado ao conversor é implementado em torno de um ponto fixo de operação. Para isso, faz-se necessária a linearização do modelo obtido para que o mesmo descreva o comportamento dinâmico do sistema real em torno de um determinado ponto de operação (Wi et al., 2018; Salimi and Hamed, 2017). No entanto deve-se considerar perdas inerentes ao pleno funcionamento do dispositivo, entre as quais destacam-se perdas na comutação da chave em conversores controlados por modulação de largura de pulso (PWM) (Cheng et al., 2018). Além disso,

deve-se considerar perdas relativas a alterações de carga resistiva na saída do sistema, podendo causar oscilações na tensão de saída.

Com base no estado da arte apresentado, este artigo visa realizar uma análise comparativa entre diferentes estratégias de controle clássico aplicadas a conversores CC-CC *buck-boost* isolados de topologia *flyback*, com intuito de mitigar os efeitos indesejados ao sistema e garantir a estabilidade e desempenho desejados sobretudo em aplicações em fontes de alimentação de pequeno porte na indústria de controle e automação, em especial na utilização de Controladores Lógicos Programáveis (CLP's).

O restante deste artigo é organizado da seguinte forma: a Seção 2 apresenta os fundamentos relativos a operação e modelo matemático dos conversores *flyback* bem como uma revisão das estratégias de controle clássico a serem discutidas neste trabalho. A Seção 3 apresenta a metodologia, descrevendo o ambiente de simulação, desenvolvimento das técnicas de controle e descrição dos experimentos desenvolvidos. A Seção 4 faz a análise dos resultados obtidos. A seção 5 apresenta as principais conclusões do trabalho.

2. FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

2.1 Conversor *flyback*

O conversor CC-CC do tipo *flyback* fornece isolamento entre entrada e saída de conversão por meio de indutores acoplados, sendo enquadrado dentro da topologia de conversores isolados. Sua configuração é baseada no modelo de conversor CC-CC não-isolado *buck-boost*. O circuito equivalente da Figura 1 leva em consideração o conversor adotando a representação simplificada do transformador.

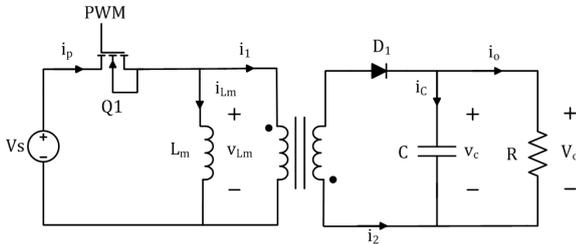


Figura 1. Conversor *flyback*.

2.2 Operação

O Conversor *flyback* apresentado utiliza modulação por largura de pulso (PWM) adotando um ciclo de trabalho D para o modelo. Para isso, as análises serão realizadas considerando que as chaves e o diodo sejam ideais, bem como o valor de capacitância C elevada. Com base em tais premissas, as análises de operação serão realizadas considerando dois estados de acionamento relativo ao primário do transformador: chave fechada e chave aberta. A Figura 2a ilustra o funcionamento do circuito quando a chave Q_1 é fechada. A energia fornecida pela fonte de tensão V_s é armazenada na indutância de magnetização L_m . Neste momento D_1 é polarizado reversamente, e portanto, a corrente i_2 é zero. Com isso, i_1 torna-se zero. De forma análoga, a Figura 2b ilustra o funcionamento do circuito quando a chave é aberta. Neste estado a corrente de magnetização flui pelo terminal não pontuado do enrolamento primário do transformador ideal e sai no terminal não pontuado do secundário. Portanto, neste estágio o conversor fornece energia a carga, enquanto no primeiro estágio o conversor armazena energia da fonte.

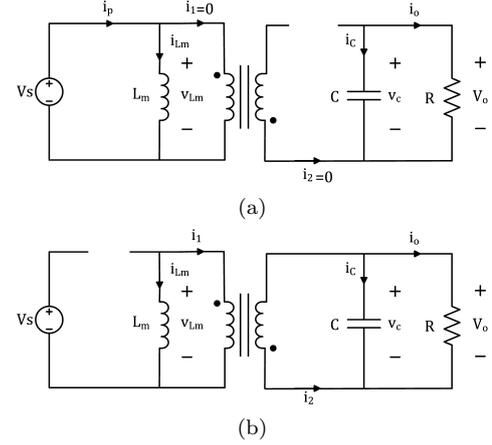


Figura 2. (a) Estado de chave fechada (b) Estado de chave aberta.

2.3 Modelo Matemático

Conhecendo-se as características de cada um dos estágios de operação do conversor, pode-se obter um modelo matemático para cada um destes modos. O objetivo desta análise é a obtenção de um modelo médio de operação que represente o funcionamento completo do conversor, uma vez que parte do tempo a chave permanece fechada e na outra parte a chave se mantém aberta.

• Chave fechada

No primário do transformador, a corrente de magnetização i_{L_m} faz surgir uma tensão nos terminais da indutância de magnetização, portanto,

$$V_s = v_{L_m} \quad (1)$$

onde,

$$v_{L_m} = L_m \frac{di_{L_m}}{dt} \quad (2)$$

$$\frac{di_{L_m}}{dt} = \frac{V_s}{L_m} \quad (3)$$

Fazendo a mesma análise no secundário do transformador, nota-se que a tensão gerada no primário polariza o diodo reversamente. Deste modo, a corrente i_2 torna-se zero e nesta configuração a tensão no capacitor se iguala a tensão na carga. Com isso, tem-se a seguinte condição:

$$v_c = V_o \quad (4)$$

$$v_c = -i_o R \quad (5)$$

onde,

$$i_o = -i_c, \quad i_c = C \frac{dv_c}{dt} \quad (6)$$

$$\frac{dv_c}{dt} = -\frac{v_c}{RC} \quad (7)$$

• Chave aberta

Na condição de chave aberta, a tensão v_{L_m} é igual a tensão nos terminais do secundário do transformador aplicando-se um fator de $-n = -\frac{N_1}{N_2}$ a esta. Com isso,

$$v_{L_m} = -nv_c \quad (8)$$

$$\frac{di_{L_m}}{dt} = \frac{-n}{L_m} v_c \quad (9)$$

Aplicando a Lei de Kirchoff das Correntes (LKC) no secundário do transformador, obtêm-se as seguintes relações:

$$-i_2 = i_c + i_o \quad (10)$$

$$ni_{L_m} = C \frac{dv_c}{dt} + \frac{1}{R} V_o \quad (11)$$

$$\frac{dv_c}{dt} = \frac{n}{C} i_{L_m} - \frac{1}{RC} v_c \quad (12)$$

2.4 Modelo Matemático Médio

Os modos de operação descritos levam em conta o tempo de funcionamento do conversor em dois estágios distintos. Adotando, T - Período de comutação da chave; T_{on} - Tempo de chave fechada e T_{off} - Tempo de chave aberta. Considerando,

$$x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_c \\ i_{L_m} \end{bmatrix}, \quad u = V_s, \quad y = V_o \quad (13)$$

pode-se descrever o um modelo matemático em espaços de estados que representa adequadamente o funcionamento médio do conversor, conforme segue a relação:

$$T\dot{x} = T_{on}x_{on} + T_{off}x_{off} \quad (14)$$

$$\dot{x} = Dx_{on} + (1-D)x_{off} \quad (15)$$

Fazendo as manipulações matemáticas necessárias, obtêm-se:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{RC} & \frac{n(1-D)}{C} \\ -\frac{n(1-D)}{L_m} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{D}{L_m} \end{bmatrix} u \quad (16)$$

Tendo em vista o interesse de se controlar a saída do conversor aplicado a chave do primário, faz-se necessária a linearização do modelo, uma vez que este se torna não linear. Para tal, aplica-se na matriz Jacobiana de linearização para um determinado ponto de operação de ciclo de trabalho, D^0 . A Equação (17) apresenta o modelo em espaços de estados obtido.

$$\Delta\dot{x} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{RC} & \frac{n(1-D^0)}{C} \\ -\frac{n(1-D^0)}{L_m} & 0 \end{bmatrix} \Delta x + \begin{bmatrix} -\frac{ni_{L_m}^0}{C} \\ \frac{V_s + nv_c^0}{L_m} \end{bmatrix} \Delta D \quad (17)$$

$$\Delta y = [1 \ 0] \Delta x \quad (18)$$

com

$$i_{L_m}^0 = \frac{D^0}{n^2 R (1-D^0)^2} V_s \quad (19)$$

$$v_c^0 = \frac{D^0}{n(1-D^0)} V_s \quad (20)$$

A função de transferência $G_{ol}(s) = \frac{\Delta y}{\Delta D}$ pode ser vista na Equação (21).

$$G_{ol}(s) = \frac{-\frac{ni_{L_m}^0}{C} s + \frac{n(1-D^0)(V_s + nv_c^0)}{LC}}{s^2 + \frac{1}{RC} s + \frac{n^2(1-D^0)^2}{LC}} \quad (21)$$

Para operar em CCM, o conversor *flyback* deve ser projetado levando em consideração indutância de magnetização L_m , *ripple* de corrente e *ripple* de tensão descritos abaixo. O projeto dos parâmetros do conversor será melhor discutido na seção 3.

$$\begin{cases} L_m > \frac{n^2(1-D)^2 R}{2f} \\ \Delta i_{L_m} = \frac{V_s D}{f L_m} \\ \frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{D}{RCf} \end{cases} \quad (22)$$

2.5 Estratégias de Controle Clássico

- Lugar Geométrico das Raízes

Dentre as estratégias clássicas, o método de Lugar Geométrico das Raízes (LGR) utiliza de análise gráfica para a localização de polos e zeros do sistema objetivando determinar os parâmetros do controlador. Trata-se de adotar ganhos os quais o lugar geométrico das raízes do sistema em malha fechada estejam contidos na região de desempenho desejado. Considere o diagrama em blocos do sistema em malha fechada apresentado na Figura abaixo.

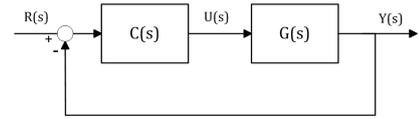


Figura 3. Sistema em malha fechada.

A função de transferência pode ser definida, como segue:

$$M(s) = \frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{C(s)G(s)}{1 + C(s)G(s)} \quad (23)$$

Além disso, o polinômio característico do sistema em malha fechada adotando a configuração mais simples de controlador, isto é, $C(s) = k_p$, pode ser escrito da seguinte forma:

$$\Delta(s) = 1 + k_p G(s) \quad (24)$$

Os polos em malha fechada são raízes do polinômio característico, podem ser calculados segundo a relação.

$$\Delta(s) = 1 + k_p G(s) = 0 \quad (25)$$

Neste caso, para determinar a dinâmica do sistema em malha fechada, basta realizar a variação do ganho proporcional k_p e analisar as raízes do polinômio característico resultante visando as especificações de transitório desejadas. Porém, na maioria das vezes o LGR não abrange a região requerida para o projeto considerando apenas o controlador com o ganho proporcional, necessitando por sua vez, adicionar polos e/ou zeros ao sistema.

Uma outra abordagem de LGR possibilita projetar o coeficiente de amortecimento ζ e frequência natural ω_n de um sistema realimentado. Portanto, tendo as especificações de desempenho desejadas, encontram-se os parâmetros do controlador com base na análise do LGR. A constante de tempo τ do sistema pode ser escrita em termos do tempo

de acomodação, como $\tau = \frac{t_{ss}}{5}$ e tem relação com o amortecimento σ do sistema, conforme apresenta a Equação (26). Além disso, uma vez obtidos os polos dominantes do sistema em malha fechada, o coeficiente de amortecimento ζ pode ser escrito conforme a Equação (27), em que θ é o ângulo entre o eixo real e a reta que liga a origem ao polo dominante, como ilustra a Figura 4.

$$\sigma = \frac{1}{\tau} \quad (26)$$

$$\zeta = \cos(\theta) \quad (27)$$

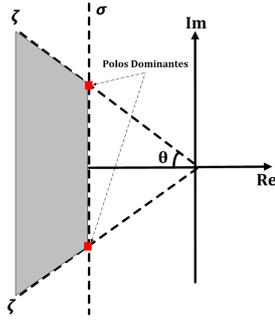


Figura 4. Região de desempenho desejado.

- Alocação de polos

A Alocação de polos (AP) é um método algébrico de projeto do controlador. Dada as especificações da dinâmica requerida para o sistema, faz-se uso do polinômio característico desejado para tal, e deste modo se determina os coeficientes do controlador via comparação polinomial com o polinômio característico em malha fechada a partir da solução da equação Diáfantina. Considerando o seguinte polinômio característico desejado, e definindo a seguinte função de transferência, bem como a estrutura de controle utilizada.

$$\Delta_d(s) = s^n + \alpha_1 s^{n-1} + \alpha_2 s^{n-2} + \dots + \alpha_n \quad (28)$$

$$G(s) = \frac{N_g(s)}{D_g(s)} \quad (29)$$

$$C(s) = \frac{N_c(s)}{D_c(s)} \quad (30)$$

o polinômio característico em malha fechada, pode ser obtido da seguinte maneira:

$$\Delta(s) = D_g(s)D_c(s) + N_g(s)N_c(s) \quad (31)$$

Com isso, para obter os parâmetros adequados do controlador, deve-se solucionar a equação Diáfantina, como segue.

$$\Delta_d = D_g(s)D_c(s) + N_g(s)N_c(s) \quad (32)$$

- Realimentação de Estados

O método de Realimentação de estados (RE) consiste em alterar o conjunto de autovalores em malha fechada através da realimentação de estados do sistema. Para tal, todos os estados do sistema em questão devem ser acessíveis (D'Azzo and Houpius, 1988). Considere o seguinte sistema *Single-Input Single-Output* (SISO) em malha aberta, pode-se escrever a seguinte relação.

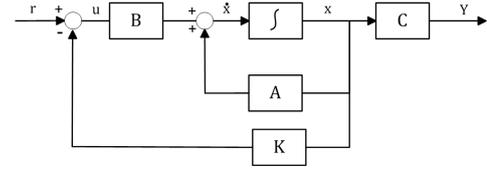


Figura 5. Diagrama de Realimentação de Estados.

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (33)$$

$$y = Cx \quad (34)$$

Realizando a realimentação de estados do sistema, o sinal de controle torna-se

$$u = r - Kx \quad (35)$$

Substituindo (35) em (33), obtém-se a seguinte relação.

$$\dot{x} = (A - BK)x + Br \quad (36)$$

Dessa forma, os autovalores do sistema equivalente são raízes do polinômio característico em malha fechada, sendo este:

$$\Delta(s) = |sI - A + BK| = 0 \quad (37)$$

De (37), pode-se verificar que os autovalores podem ser alterados conforme o projeto da matriz de realimentação K . Vale ressaltar que, para serem alterados, os estados da planta devem ser controláveis.

3. METODOLOGIA

Tendo à disposição o modelo matemático do conversor *flyback*, objetiva-se avaliar o desempenho das estratégias de controle na tensão saída V_o do sistema.

3.1 Determinação dos parâmetros do conversor

O circuito projetado apresenta parâmetros definidos para $V_s = 10V$, $f = 2 \text{ kHz}$, $n=0.833$, $L_m = 10mH$. A partir disso, determina-se os valores de R , C , D e V_o para que o conversor opere em CCM, conforme descrito na Equação (22). A Tabela 1 apresenta os valores utilizados na implementação do conversor.

Tabela 1. Parâmetros do conversor *flyback*.

Conversor <i>flyback</i>		
Parâmetros	Símbolo	Valor
Tensão de entrada	V_s	10.000 V
Duty cycle	D	0.500
Frequência de chaveamento	f	2.000 kHz
Resistência de carga	R	15.000 Ω
Indutância de magnetização	L_m	10.000 mH
Relação de transformação	n	0.833
Capacitor	C	2.000 μF
Tensão de Saída	V_o	12.000 V

3.2 Projeto do controlador

A proposta de controle apresentado neste trabalho, utiliza-se das estruturas de controladores apresentadas na Figura 6. Para o projeto dos controladores, foram consideradas as seguintes especificações:

$$e_{ss} = 0, t_{ss} < 0.2, ovs < 10\% \quad (38)$$

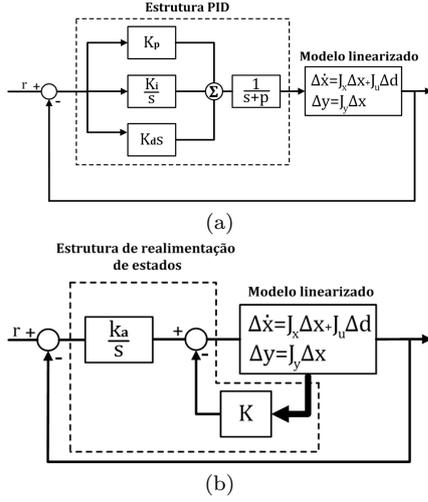


Figura 6. Estruturas de Controle. (a) Realimentação de Saída. (b) Realimentação de Estados.

Os parâmetros do controlador por alocação de polos são obtidos solucionando a equação Diafontina apresentada na Equação (32) aplicada a estrutura de controle proposta na Figura 6a, enquanto que o controlador via LGR obedece a metodologia anteriormente apresentada. O coeficiente de amortecimento ζ e frequência natural do sistema ω_n foram obtidos pela Equação (39).

$$t_{ss} = \frac{4.6}{\zeta\omega_n}, \quad ovs = e^{-\frac{\zeta\omega_n}{\sqrt{1-\zeta^2}}} \quad (39)$$

Para que seja possível determinar os parâmetros do controlador por alocação de polos, adicionam-se dois polos auxiliares não-dominantes ao sistema. Os valores relativos a estes são mostrados na equação (40).

$$p_1 = 5\zeta\omega_n, \quad p_2 = 8\zeta\omega_n \quad (40)$$

Com isso, o polinômio desejado pode ser calculado em (41).

$$\Delta_{do}(s) = (s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2)(s + p_1)(s + p_2) \quad (41)$$

Já o controlador projetado por realimentação de estados obedece a estrutura mostrada na Figura 6b. Considerando o sistema descrito na Figura 6b, com J_x , J_u e J_y , matrizes relativas a função de transferência apresentada na Equação (17), extrai-se o polinômio característico, o qual também pode ser desenvolvido em termos dos parâmetros desconhecidos de K e k_a conforme a Equação (42). Com isso, pode-se obter os parâmetros desconhecidos do sistema a partir da Equação (44). É importante destacar que o polinômio característico desejado é conhecido com base nas especificações dinâmicas para o sistema, de acordo com a Equação (43).

$$\Delta(s) = 1 + \frac{k_a}{s} J_y (sI - J_x + J_u K)^{-1} J_u \quad (42)$$

$$\Delta_{ds}(s) = (s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2)(s + p_1) \quad (43)$$

$$\Delta(s) = \Delta_{ds}(s) \quad (44)$$

3.3 Ambiente de simulação

A Figura 7 mostra o circuito implementado com auxílio do software MATLAB/simulink. O objetivo da simulação

é obter resultados na tensão de saída do sistema para pequenas variações em torno de D^0 . Para isso são realizados dois testes: variação de referência e variação resistência de carga.

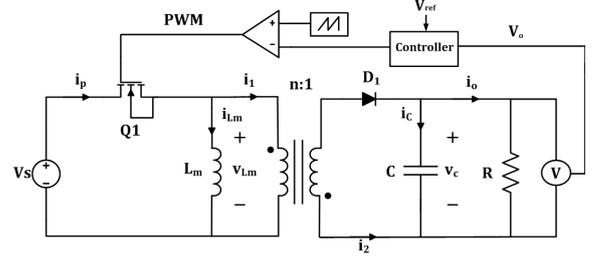


Figura 7. Circuito simulado para conversor *flyback*.

A variação de referência é realizada alterando a tensão de referência do sistema. Inicialmente o valor de tensão é mantido em seu valor padrão. Em seguida, varia-se em +0.5 V ou -0.5 V a cada 0.5 s de simulação a partir de 1.5 s. No intervalo de 0 s a 1 s, o sistema mantém o valor de tensão de referência conforme Tabela 1 (malha aberta).

Já a variação da resistência de carga é realizada alterando o resistor de saída para os valores de 1.2R, 1.4R, 1.6R e 1.4R, 1.2R, R, 0.8R em intervalos de 0.5 s a partir de 1.5 s. No intervalo de 0 s a 1 s, a simulação mantém o valor padrão do resistor conforme apresentado na Tabela 1.

4. ANÁLISE DE RESULTADOS

Os resultados são obtidos com base na análise de tensão de saída V_o (Figura 8a), sinal de controle u (Figura 8b) e corrente de magnetização I_{Lm} (Figura 8c) para o teste de variação de referência de tensão. Os resultados simulados mostram que os controladores apresentados conseguem atenuar as oscilações na tensão de saída decorrentes da variação de referência, conforme apresentado na Figura 8.

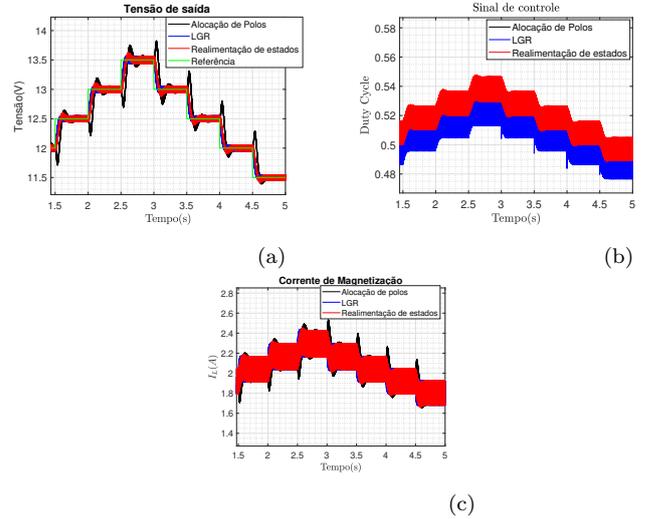


Figura 8. Teste de variação de referência. (a) Tensão de saída. (b) Sinal de controle. (c) Corrente de magnetização.

Pode-se verificar na Figura 8 que as estratégias de controle por realimentação de estados e LGR apresentaram o melhor comportamento dinâmico, proporcionando o menor sobressinal e menor *ripple* de tensão e corrente. Vale ressaltar que todas as metodologias de controle conseguiram atender ao desempenho desejado, além disso nenhum sinal de controle proporcionou saturação. A Figura 9 apresenta os resultados relativos ao teste de variação de carga.

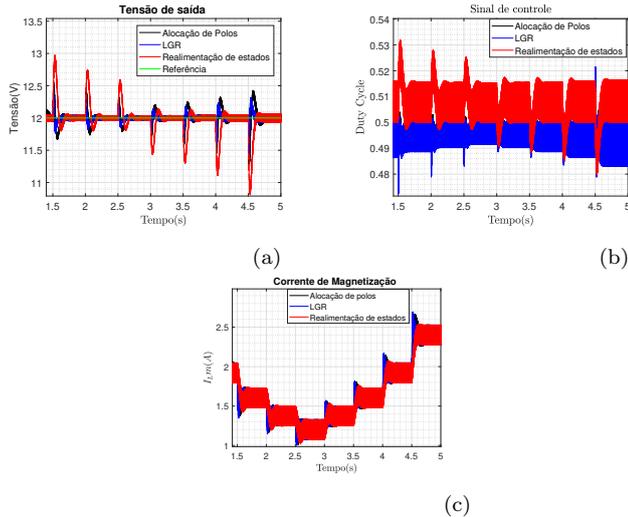


Figura 9. Teste de variação de carga. (a) Tensão de saída. (b) Sinal de controle. (c) Corrente de magnetização.

Nota-se que todas as metodologias de controle conseguiram corrigir as oscilações decorrentes das variações de carga, além disso nenhuma saturação foi observada no sinal de controle. Vale ressaltar que as metodologias de LGR e Realimentação de estados obtiveram o melhor desempenho, visto que apresentou menor valor das oscilações.

Para fins de quantificação e validação do projeto, a Tabela 2 mostra um comparativo entre os controladores. Vale ressaltar que o erro em regime permanente e_{ss} é zero para todos os controladores.

Tabela 2. Comparativo de desempenho entre os controladores.

	Variação de referência			Variação de resistência		
	AP	LGR	RE	AP	LGR	RE
t_{ss} (s)	0.16	0.04	0.06	0.13	0.1	0.12
ovs (%)	5.92	4.00	4.20	4.17	3.00	7.75

5. CONCLUSÕES

O artigo visa investigar e avaliar o desempenho de algumas estratégias de controle clássico (Lugar Geométrico das Raízes, Alocação de Polos e Realimentação de Estados) aplicadas a um conversor do tipo *flyback*. Os resultados obtidos mostram que todos os controladores implementados proporcionam desempenho de transitórios conforme especificado para o sistema. Dentre estes, o controlador via LGR apresentou melhor desempenho se comparado com os demais, uma vez que apresenta menor sobressinal e tempo de acomodação para os dois testes desenvolvidos. Além disso, nota-se uma queda no desempenho a medida que se aumenta a tensão de referência ou diminui-se o resistor de saída do conversor. Percebe-se ainda que, para o teste de variação da resistência de carga, há uma deterioração da tensão de saída à medida que o valor de resistor é diminuído, caracterizado por um aumento no *ripple* de tensão na saída.

AGRADECIMENTOS

Este trabalho foi apoiado pela Fundação de Pesquisa do Estado do Amazonas - FAPEAM sob o programa PAPAC EDITAL N° 005/2019.

REFERÊNCIAS

Cheng, C.H., Chen, C.J., and Wang, S.S. (2018). Small-signal model of flyback converter in continuous-

conduction mode with peak-current control at variable switching frequency. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 33(5), 4145–4156. doi:10.1109/tpel.2017.2716830. URL <https://doi.org/10.1109/tpel.2017.2716830>.

D’Azzo, J.J. and Houpius, C.H. (1988). *Linear Control System Analysis and Design*. McGraw Hill Education.

Feyel, P. and Grimaud, L. (2017). Evolutionary tuning of DC-DC flyback converter robust controller. *IFAC-PapersOnLine*, 50(1), 13136–13143. doi:10.1016/j.ifacol.2017.08.2167. URL <https://doi.org/10.1016/j.ifacol.2017.08.2167>.

Kang, Y.C., Chiu, C.C., Lin, M., Yeh, C.P., Lin, J.M., and Chen, K.H. (2014). Quasiresonant control with a dynamic frequency selector and constant current startup technique for 92% peak efficiency and 85% light-load efficiency flyback converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 29(9), 4959–4969. doi:10.1109/tpel.2013.2263040. URL <https://doi.org/10.1109/tpel.2013.2263040>.

Rodriguez, L.A.G., Chiacchiarini, H.G., Rojas, D.C., and Balda, J.C. (2019). Adaptive boundary control using natural switching surfaces for flyback converters operating in the boundary conduction mode with parameter uncertainties. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 34(8), 8118–8137. doi:10.1109/tpel.2018.2879026. URL <https://doi.org/10.1109/tpel.2018.2879026>.

Salimi, M. and Hamed, M. (2017). Adaptive nonlinear control of the flyback switch mode power supplies. In *2017 International Conference on Mechanical, System and Control Engineering (ICMSC)*. IEEE. doi:10.1109/icmsc.2017.7959508. URL <https://doi.org/10.1109/icmsc.2017.7959508>.

Sher, H.A., Rizvi, A.A., Addoweesh, K.E., and Al-Haddad, K. (2017). A single-stage stand-alone photovoltaic energy system with high tracking efficiency. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, 8(2), 755–762. doi:10.1109/tste.2016.2616443. URL <https://doi.org/10.1109/tste.2016.2616443>.

Soltanzadeh, K., Khalilian, H., and Dehghani, M. (2016). Analysis, design and implementation of a zero voltage switching two-switch CCM flyback converter. *IET Circuits, Devices & Systems*, 10(1), 20–28. doi:10.1049/iet-cds.2014.0329. URL <https://doi.org/10.1049/iet-cds.2014.0329>.

Wang, C., Xu, S., Lu, S., and Sun, W. (2018). A low-cost constant current control method for DCM and CCM in digitally controlled primary-side regulation flyback converter. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 6(3), 1483–1494. doi:10.1109/jestpe.2017.2779136. URL <https://doi.org/10.1109/jestpe.2017.2779136>.

Wang, Y., Gan, C., Ni, K., Li, X., Tang, H., and Yang, Y. (2017). A multifunctional isolated and non-isolated dual mode converter for renewable energy conversion applications. *Energies*, 10(12), 1980. doi:10.3390/en10121980. URL <https://doi.org/10.3390/en10121980>.

Wi, S.M., Lee, J.S., and Kim, M. (2018). Exponentially stable lyapunov-function-based controller for a flyback CCM converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 65(2), 1213–1225. doi:10.1109/tie.2017.2733459. URL <https://doi.org/10.1109/tie.2017.2733459>.

Wu, Y., Huangfu, Y., Ma, R., Ravey, A., and Chrenko, D. (2019). A strong robust DC-DC converter of all-digital high-order sliding mode control for fuel cell power applications. *Journal of Power Sources*, 413, 222–232. doi:10.1016/j.jpowsour.2018.12.049. URL <https://doi.org/10.1016/j.jpowsour.2018.12.049>.