

COMPARAÇÃO DE TÉCNICAS DE CONTROLE NÃO LINEARES APLICADAS A CONVERSORES ESTÁTICOS DE POTÊNCIA

ARTHUR H. R. ROSA, LENIN M. F. MORAIS, SELEME I. SELEME JR

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica – PPGE

Universidade Federal de Minas Gerais – UFMG

Av. Antônio Carlos, 6627, 31270-901, Belo Horizonte, MG, Brasil

E-mails: arthurcpdee@gmail.com, lenin@cpdee.ufmg.br, seleme@cpdee.ufmg.br

Abstract— This article aims to comparison of nonlinear control techniques applied to static power converters type: buck, boost, buck-boost and flyback. Although they are basic building blocks in electronics, these converters have attracted growing interest in the power electronics and control areas. This is due to the diversity of applications including since household appliances to sophisticated electrical systems. Due to a vast new field for nonlinear controls of converters, because they offer a more natural response and, especially, make electronic systems more efficient, nonlinear control algorithms are obtained and implemented: state feedback linearization (SFL), passivity based control (PBC) and interconnection and damping assignment passivity-based control (IDA-PBC). The main objective of the work is the comparison, so the deduction of models and control equations are omitted.

Keywords— Nonlinear control, passivity, IDA-PBC, state feedback linearization, converters, PFC boost, high-level programming, DSP.

Resumo— Esse artigo tem como objetivos o comparação de técnicas de controle não lineares aplicadas aos conversores estáticos de potência do tipo: buck, boost, buck-boost e flyback. Apesar de serem blocos básicos na eletrônica, esses conversores têm despertado um interesse crescente tanto na área de eletrônica de potência como na área de controle. Isto se deve à diversidade de aplicações que incluem desde equipamentos domésticos a sofisticados sistemas elétricos. Devido a um novo e vasto campo de atuação para controles não lineares de conversores, por oferecerem uma resposta mais natural e, sobretudo, tornar os sistemas eletrônicos mais eficientes, são obtidos e implementados os algoritmos não-lineares de controle linearizante por realimentação de estado (SFL), controle baseado em passividade (PBC) e controle baseado em passividade por interconexão e inserção de amortecimento (IDA-PBC). O objetivo principal do trabalho é justamente a comparação, portanto a dedução dos modelos e equações de controle são omitidas.

Palavras-chave— Controle não linear, passividade, IDA-PBC, controle linearizante por realimentação de estado, conversores estáticos, boost PFC, programação em alto nível, DSP.

1 Introdução

Os três principais tipos de conversores CC-CC em modo chaveado são: boost, buck e buck-boost. Apesar de serem blocos básicos na eletrônica, esses conversores têm despertado um interesse crescente tanto na área de eletrônica de potência como na área de controle. Isto se deve à diversidade de aplicações que incluem desde equipamentos domésticos a sofisticados sistemas elétricos. Assim, esses conversores controlados estão cada vez mais presentes no nosso dia a dia sendo usados, por exemplo, em computadores, nas redes elétricas inteligentes “smartgrids”, em sistemas de energia eólica e fotovoltaica, em equipamentos portáteis como notebooks e fontes de alimentação ininterrupta.

Vários autores provaram a eficiência das técnicas de controle não lineares aplicadas a conversores estáticos de potência. Sira-Ramirez et al. (1997) mostram como o projeto de controle baseado em passividade para conversores de potência oferece claras vantagens em relação às abordagens convencionais baseadas em modelos de pequenos sinais linearizados do conversor. Em Ortega et al. (2002), uma nova maneira

de lidar com passividade e que oferece novas considerações sobre a energia dos sistemas é revista: o controle baseado em passividade por interconexão e inserção de amortecimento (IDA-PBC). Com base na formulação Hamiltoniana, esse método possibilita mais facilmente lidar com sistemas interconectados a partir da função de energia global do sistema.

Neste trabalho, são implementadas e comparadas técnicas de controle não linear aplicadas aos 4 tipos de conversores estudados: boost, buck, buck-boost e flyback:

- controle linearizante por realimentação de estado (State Feedback Linearization - **SFL**);
- controle baseado em passividade (Passivity Based Control - **PBC**);
- controle baseado em passividade por interconexão e inserção de amortecimento (Interconnection and Damping Assignment Passivity Based Control - **IDA-PBC**).

Na Figura 1, z_1 é a corrente média no indutor L , z_2 a tensão de saída no capacitor C , μ é a razão cíclica e E representa a tensão de entrada. O objetivo principal do trabalho é justamente a comparação, portanto e por causa do espaço reduzido, a dedução dos modelos e equações de controle são omitidas.

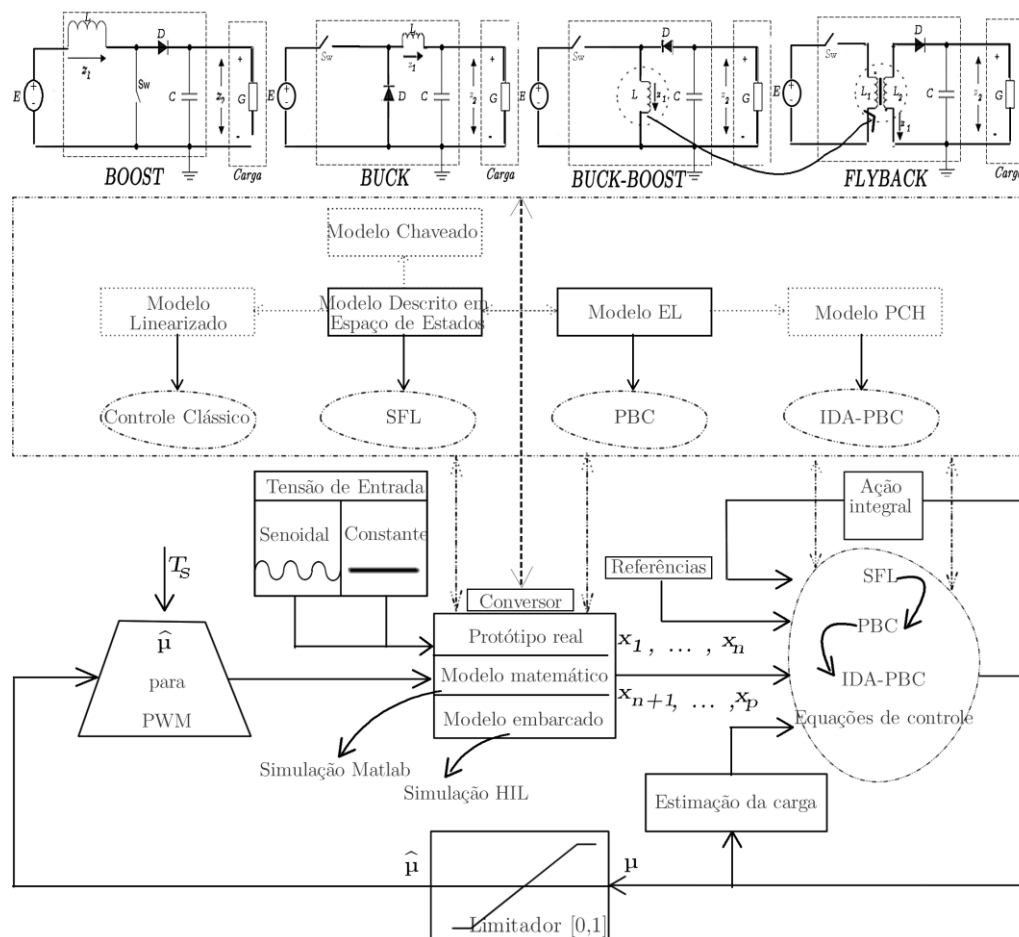


Figura 1 . Conversores e modelos associados às técnicas de controle não lineares utilizadas

2 Modelagem e controle de conversores

Nesse capítulo são apresentados os modelos e técnicas de controle utilizados no trabalho, provenientes de uma revisão bibliográfica. Note que na Figura 1, o modelo Euler- Lagrange (EL) trata-se do modelo base para originar os demais. Com o modelo Euler-Lagrange, as equações do controle PBC são obtidas. Já o controle SFL utiliza a descrição do modelo em Espaço de Estados (SS). Por sua vez, o controle IDA-PBC necessita do modelo Hamiltoniano de Entrada de Controle (PCH) do sistema. Observe que cada modelo está associado a uma técnica de controle.

Assim, com base no trabalho de Sira-Ramirez et al (1997), os modelos médios Euler- Lagrange (EL) dos conversores servem como base para obtenção dos modelos e leis de controle não lineares dos conversores estudados vistos na Tabela 2.

Em seguida, o modelo Hamiltoniano pode ser obtido pelo modelo EL. Entretanto, essa modelagem oferece novas considerações sobre a energia do sistema, sendo imprescindível para obtenção das leis do controle baseado em passividade por interconexão e inserção de amortecimento (IDA-PBC). A formulação Hamiltoniana engloba a Lagrangiana e possibilita mais facilmente lidar com sistemas interconectados a partir de função de energia global do sistema (Ortega et al., 2002).

O primeiro passo para obter um controle eficiente consiste na modelagem adequada do sistema. Em seguida, torna-se necessário definir a estratégia de controle. Observe ainda que na Figura 1, o objetivo de controle é sempre encontrar a equação para μ . Com o sinal da razão cíclica sintetizado, torna-se necessário limitá-lo entre 0 e 1 e, em seguida, o sinal PWM correspondente é produzido para entrada no conversor. As variáveis de estado do conversor (corrente no indutor e tensão no capacitor) e as referências (valores desejados da tensão de saída e da corrente no indutor) retro-alimentam o sintetizador. Por sua vez, para o cálculo da razão cíclica necessita-se estimar o valor da carga representado por G_i .

Nos diferentes métodos de controle não linear estudados, o conhecimento da condutância da carga, G , interfere no projeto das trajetórias desejadas. Assim, torna-se necessário conhecer esse parâmetro para definir, por exemplo, a magnitude da corrente desejada no indutor e estipular a trajetória da tensão de saída.

Tendo em vista que nem sempre é possível, em termos práticos, determinar os valores das cargas, leis adaptativas para estimação são propostas. Considere $\theta = G$ como a condutância da carga desconhecida, k como o ganho adaptativo, z_{2d} a variável de referência da tensão de saída z_2 e a seguinte lei adaptativa de estimação da carga pelo erro de tensão:

$$\dot{\hat{\theta}} = -kz_{2d}(z_2 - z_{2d}) \quad (1)$$

A grande desvantagem das 3 técnicas de controle não lineares apresentadas nesse trabalho consiste na dependência de parâmetros corretos do modelo. No caso de lidar com inconformidades paramétricas, pode-se inferir, por exemplo, erros em regime permanente da tensão de saída. Para minimizar esses erros e regular a tensão de saída do capacitor em um valor desejado V_d , torna-se necessário o uso de um termo proporcional integrativo K_{int} dado por:

$$G_{Int} = -k_{int} \int_0^t [z_2(s) - V_d] ds \quad (2)$$

Os conversores do tipo flyback são os mais usados em fontes chaveadas com potência até 100 W. O enorme emprego desses conversores justifica-se, principalmente, pelo baixo custo e pela segurança intrínseca oferecida tendo em vista o aspecto construtivo dos mesmos.

Do ponto de vista matemático, o conversor flyback pode ser visto como um conversor buck-boost isolado. De acordo com Seker e Zergeroglu (2011), o circuito médio do conversor flyback mostrado na Figura 1 pode ser escrito por Equações em espaço de estados descritas por (3) e (4) :

$$\dot{z}_1 = \frac{L_1}{L_1 L_2 - L_M^2} (1 - \mu) z_2 + \frac{L_M}{L_1 L_2 - L_M^2} \mu \quad (3)$$

$$\dot{z}_2 = -(1 - \mu) \frac{1}{C} z_1 - \frac{G}{C} z_2 \quad (4)$$

onde L_1 e L_2 são as indutâncias no primário e secundário, respectivamente, e L_M representa a indutância mútua. Ao substituir:

$$L_{eq} = \frac{L_1 L_2 - L_M^2}{L_1}$$

$$E_{flyback} = \frac{L_M}{L_1} E_{buckboost} \quad (5)$$

as Equações do conversor flyback (3-4) tornam-se semelhantes as Equações do buck-boost. Portanto, nesse trabalho são utilizados os modelos matemáticos adaptados que representam o buck-boost para dedução das Equações de controle com as ressalvas dadas por (5).

Com o objetivo de comparação e facilitar a visualização geral, a Tabela 2 resume as 3 leis de controle não lineares para os conversores buck, boost, buck-boost e flyback. Maiores detalhes dos métodos aplicados podem ser visualizados em Rosa (2015).

4 Resultados

Nessa seção são apresentados os resultados de simulação digital utilizando o Matlab. Os conversores são implementados conforme as especificações do projeto (Tabela 1) e as 3 leis de controle estudadas nesse trabalho. Na Figura 2 são mostradas variações

positivas e negativas da carga com e sem o termo integral para o conversor boost PFC. Nela, é possível observar que na ausência do termo integrativo (Figura 2 B) as leis de controle apresentam erros em regime permanente na tensão de saída do capacitor. Na Figura 3 são mostradas variações positivas e negativas da carga com e sem o termo integral para os conversores buck e buck-boost.

Já na Figura 4 A-B é possível observar que as leis de controle são robustas à variação da entrada de tensão. Na Figura 4 C é mostrada variação positiva de 100% da carga com ação integral para as 3 leis de controle para o conversor flyback

4 Conclusão

Nesse artigo, foram implementadas e comparadas as seguintes técnicas de controle não lineares aplicadas a conversores estáticos de potência: controle linearizante por realimentação de estado (SFL), controle baseado em passividade (PBC) e controle baseado em passividade por inserção de amortecimento (IDA-PBC). De um modo geral, as leis de controle apresentaram resultados satisfatórios para os 4 tipos de conversores estudados: boost, buck, buck-boost e flyback. Foi possível observar que a corrente no indutor e a tensão de saída no capacitor, as principais variáveis, seguiram os valores de referência, atingindo, por fim, os objetivos de controle.

Como o objetivo principal do trabalho é a comparação das leis de controle, a Tabela 3 evidencia as vantagens e desvantagens de cada método.

Agradecimentos

O presente trabalho foi realizado com o apoio financeiro da CAPES – Brasil.

Tabela 1. Parâmetros dos conversores usados na simulação.

Parâmetro	Boost	Buck	Buck-Boost	Flyback
R	52.5 Ω	10 Ω	10 Ω	11.5 Ω
L	0,6 mH	0,1 H	0,1 H	146 μ H, 35 μ H
C	2800 μ F	470 μ F	470 μ F	470 μ F
V_{in}	100 V	50 V	50 V	127 V
V_d	180 V	24 V	-24 V	12 V
P_{out}	630 W	57,6 W	57,6 W	50 W
f	50 kHz	50 kHz	50 kHz	100 kHz
$R_{1damp} = \frac{L}{k_1}$	33	500	100	15
R_{2damp}	50	10	20	10
k	0,0356	2,5	14	14
k_{int}	-150	2000	200	-5000
α	0,8	-10	0,8	0,8

Referências Bibliográficas

Rosa, A H. R. Estudo e comparação de técnicas de controle não lineares aplicadas a conversores estáticos de potência. PhD Thesis, UFMG, Belo Horizonte, Brasil, 2015.

Sira-Ramirez, H. Perez-Moreno, R.A, Ortega, R. e Garcia-Esteban, M (1997). Passivity-based controllers for the stabilization of dc-to-dc power

converters. Automatica, Vol.33, No.4, pp. 499-513.

Ortega, R., van der Shaft, A., Maschke, B. e Escobar, G. (2002). Interconnection and damping assignment passivity-based control of port-controlled Hamiltonian systems. Automatica, Vol 38, pp 585-596.

Seker, M. e Zengeroglu, E. (2011). Nonlinear Control of Flyback type DC to DC Converters: An Indirect Backstepping Approach. 2011 IEEE International Conference on Control Applications (CCA), pp. 65-69.

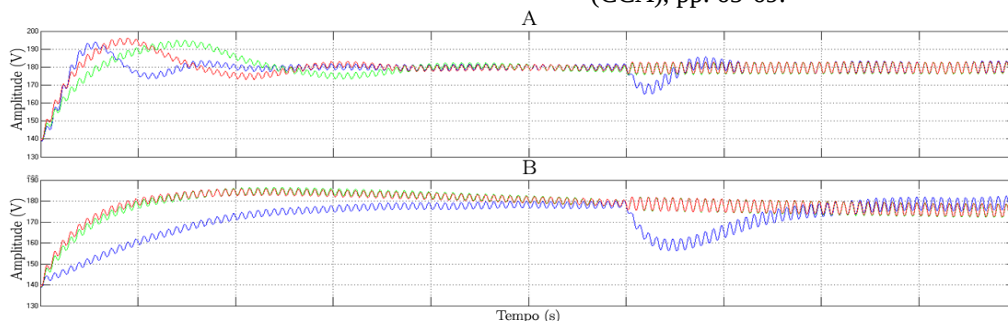


Figura 2. Tensão saída z_2 no boost PFC para: **A** - variação de carga negativa ($52,5 \Omega$ para 105Ω com ação integral), **B** - variação de carga sem ação integral). SFL – verde, PBC- azul e IDA-PBC modo 2 – vermelho.

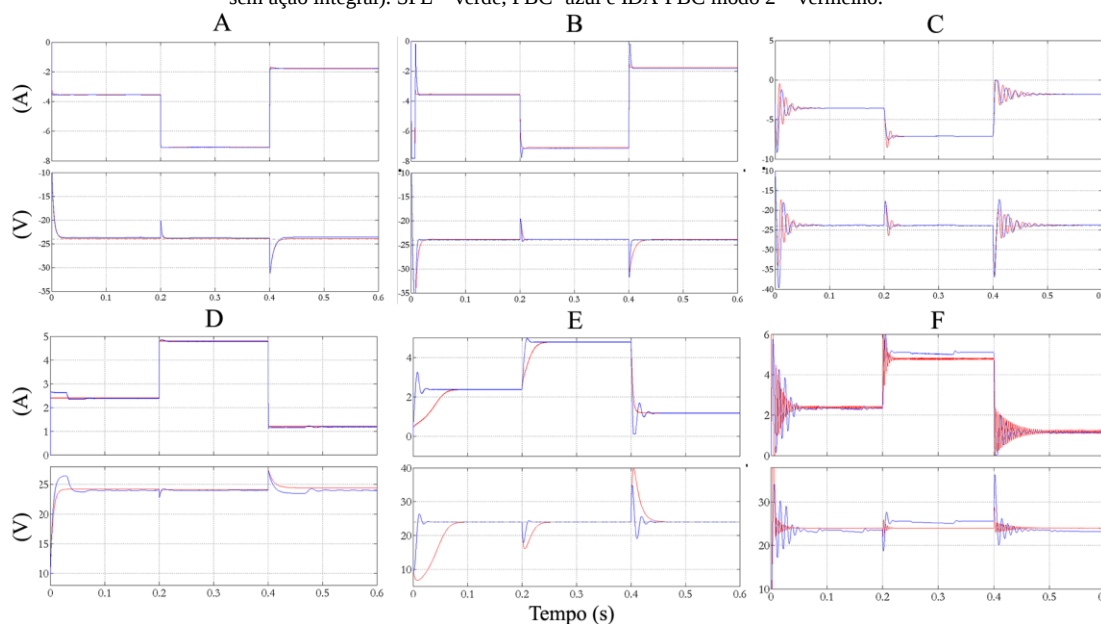


Figura 3. Corrente no indutor z_1 e tensão de saída z_2 e para variação de carga positiva e negativa ($10 - 5 - 20 \Omega$) com ação integral (azul) e sem ação integral (vermelho) para o buck (A,B,C) e buck boost (D,E,F), controle SFL (A,D) PBC (B,E) e IDA-PBC (C,F).

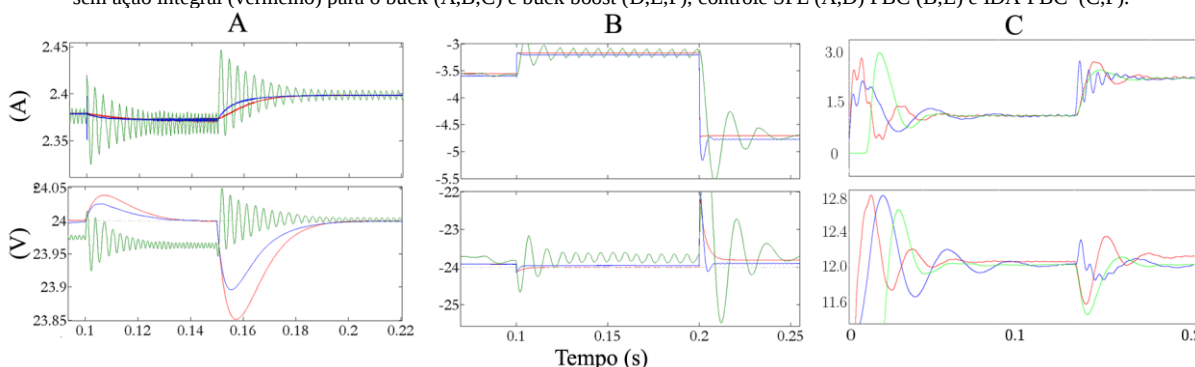


Figura 4. Variação da entrada no buck (A) e buck-boost (B). Corrente no indutor z_1 e tensão de saída z_2 e para variação da entrada em 50% e -50%, para os controles IDA-PBC (verde), SFL (vermelho), PBC (azul). Corrente no indutor z_1 e tensão no capacitor z_2 para variação de 100% da carga com ação integral para o flyback (C), controle SFL (C-azul) PBC, (C-vermelho) e IDA-PBC (C-verde).

Tabela 2. Modelos e equações de controle usados para os conversores buck, boost, buck-boost.

	Boost	Buck	Buck-Boost
SS	$\dot{z}_1 = -(1-\mu)\frac{1}{L}z_2 + \frac{E}{L}$ $\dot{z}_2 = (1-\mu)\frac{1}{C}z_1 - \frac{G}{C}z_2$	$\dot{z}_1 = -\frac{1}{L}z_2 + \mu\frac{E}{L}$ $\dot{z}_2 = \frac{1}{C}z_1 - \frac{G}{C}z_2$	$\dot{z}_1 = (1-\mu)\frac{1}{L}z_2 + \mu\frac{E}{L}$ $\dot{z}_2 = -(1-\mu)\frac{1}{C}z_1 - \frac{G}{C}z_2$
EL	$D_B\dot{z} + (1-\mu)J_Bz + R_Bz = F$ $z = \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix}; D_B = \begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & C \end{bmatrix};$ $J_B = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix}; R_B = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & G \end{bmatrix};$ $F = \begin{bmatrix} E \\ 0 \end{bmatrix}$	$D_B\dot{z} + (J_B + R_B)z = \mu F$ $z = \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix}; D_B = \begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & C \end{bmatrix};$ $J_B = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix}; R_B = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & G \end{bmatrix};$ $F = \begin{bmatrix} E \\ 0 \end{bmatrix}$	$D_B\dot{z} + (1-\mu)J_Bz + R_Bz = \mu F$ $z = \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix}; D_B = \begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & C \end{bmatrix};$ $J_B = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}; R_B = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & G \end{bmatrix};$ $F = \begin{bmatrix} E \\ 0 \end{bmatrix}$
PHC	$\dot{z} = [J_H(\mu) - R_H] \frac{\partial H}{\partial z}(z) + g_H \varepsilon$ $H(z) = \frac{1}{2}Lz_1^2 + \frac{1}{2}Cz_2^2$ $z = \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix}; J_H = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1-\mu}{LC} \\ \frac{1-\mu}{LC} & 0 \end{bmatrix};$ $R_H = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{RC^2} \end{bmatrix}; g_H = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix};$	$\dot{z} = [J_H(\mu) - R_H] \frac{\partial H}{\partial z}(z) + g_H E$ $H(z) = \frac{1}{2}Lz_1^2 + \frac{1}{2}Cz_2^2$ $z = \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix}; J_H = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{LC} \\ \frac{1}{LC} & 0 \end{bmatrix};$ $R_H = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{RC^2} \end{bmatrix}; g_H = \begin{bmatrix} \frac{\mu}{L} \\ 0 \end{bmatrix};$	$\dot{z} = [J_H(\mu) - R_H] \frac{\partial H}{\partial z}(z) + g_H E$ $H(z) = \frac{1}{2}Lz_1^2 + \frac{1}{2}Cz_2^2$ $z = \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix}; J_H = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1-\mu}{LC} \\ -\frac{1-\mu}{LC} & 0 \end{bmatrix};$ $R_H = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC^2} \end{bmatrix}; g_H = \begin{bmatrix} \frac{\mu}{L} \\ 0 \end{bmatrix};$
		(6)	(9)
	Equação de controle SFL	Equação de controle PBC	Equação IDA-PBC
Boost	$\mu_2 = 1 - \frac{[E + Lk_1(z_1 - z_{1d}) - L\dot{z}_{1d}]}{z_2}$	$\mu_3 = 1 - \frac{[E + R_{1damp}(z_1 - z_{1d}) - L\dot{z}_{1d}]}{z_{2d}}$ $\dot{z}_{2d} = \frac{(1-\mu)z_{1d} - Gz_{2d} + R_{2damp}(z_2 - z_{2d})}{C}$	$\bar{\mu} = 1 - \frac{E}{V_d}$ $\mu = 1 - \left(1 - \bar{\mu}_{1,2,3}\right) \left(\frac{z_2}{V_d}\right)^\alpha$
Buck	$\mu_2 = \frac{L\dot{z}_{1d} - Lk_1(z_1 - z_{1d}) + z_2}{E}$	$\mu_3 = \frac{L\dot{z}_{1d} - R_{1damp}(z_1 - z_{1d}) + z_{2d}}{E}$ $\dot{z}_{2d} = \frac{z_{1d} - Gz_{2d}}{C}$	$\bar{\mu} = 1 - \frac{E - V_d}{E}$ $\mu = 1 - \left(1 - \bar{\mu}_{1,2,3}\right) \left(\frac{z_2}{V_d}\right)^\alpha$
Buck-Boost	$\mu_2 = \frac{-L\dot{z}_{1d} + Lk_1(z_1 - z_{1d}) + z_2}{z_2 - E}$	$\mu_3 = \frac{-L\dot{z}_{1d} + R_{1damp}(z_1 - z_{1d}) + z_{2d}}{z_{2d} - E}$ $\dot{z}_{2d} = \frac{-(1-\mu)z_{1d} - Gz_{2d}}{C}$	$\bar{\mu} = 1 - \frac{E}{E - V_d}$ $\mu = 1 - \left(1 - \bar{\mu}_{1,2,3}\right) \left(\frac{z_2}{V_d}\right)^\alpha$
Fly-back	$\mu = \frac{L_{eq}k_1(z_1 - z_{1d}) + z_2}{z_2 - E_{eq}}$	$\mu = \frac{R_{1damp}(z_1 - z_{1d}) + z_{2d}}{z_{2d} - E_{eq}}$ $\dot{z}_{2d} = \frac{-(1-\mu)z_{1d} - Gz_{2d}}{C}$	$\mu = 1 - \left(\frac{E_{eq}}{E_{eq} - V_d}\right) \left(\frac{z_2}{V_d}\right)^\alpha$
$E = E_{\max} \sin(wt + \phi) , z_{1d} = \frac{2V_d^2 G}{E_{\max}} \sin(wt + \phi) , \dot{z}_{1d} = \frac{2GwV_d^2}{E_{\max}}\cos(wt + \phi)\text{sgn}(\sin(wt + \phi)) \rightarrow \text{PFC}$ $E_{eq} = \frac{L_M}{L_1 L_2 - L_M^2} E \quad L_{eq} = \frac{L_1}{L_1 L_2 - L_M^2} \rightarrow \text{Flyback} \quad \dot{z}_{1d} = 0 \text{ e } z_{1d} = I_d \rightarrow \text{CC-CC}$ $\dot{\theta} = -kz_{2d}(z_2 - z_{2d}) \quad G_{Int} = -k_i \int_0^t [z_2(s) - V_d] ds$			

Tabela 3. Comparação geral das técnicas de controle não lineares

Comparação	SFL		PBC		IDA-PBC	
	Vantagem	Desvantagem	Vantagem	Desvantagem	Vantagem	Desvantagem
Lei de controle e solução	Lei de controle simples, de fácil solução por meio da análise do modelo em espaço de estados			Lei de controle mais complexa, necessita de abstração física do modelo EL	Lei de controle simplificada, em malha aberta	Solução não trivial, necessita de abstração física do modelo Hamiltoniano (PCH)
Parâmetros de controle	Dois parâmetros de controle: R_{1damp} e k_{int}			Quatro parâmetros de controle: R_{1damp} , R_{2damp} , k e k_{int}	Apenas 1 parâmetro de controle: α	
Medições	Para o sistema CC-CC e com carga constante é possível apenas a medição de z_1	Necessita de 4 medições: E , z_1 , z_2 e da corrente de saída para estimação da carga		Necessita de 3 medições: E , z_1 e z_2	Para o sistema CC-CC e com carga constante é possível apenas a medição de z_2	Necessita de 2 medições: E e z_2
SISTEMA CA-CC	Funciona corretamente, baixos índices de THD e alto FP		Funciona corretamente, baixos índices de THD e alto FP			Não funciona corretamente, apresenta índices de THD elevados
Tipo de controle		Só é possível o controle indireto para os conversores boost e buck-boost, embora o controle direto seja possível para o buck		Só é possível o controle indireto para os conversores boost e buck-boost, embora o controle direto seja possível para o buck	O controle direto é possível para os 3 principais conversores	
Termo integrativo	Funciona bem com a adição do termo integrativo		Funciona bem com a adição do termo integrativo, aceitando valores maiores desse ganho o que geralmente melhora as respostas			A ação de controle é bastante sensível ao aumento do termo integral.
Dependência de modelo realista	Com a adição do termo integrativo, o controle é menos dependente do modelo realista		Com a adição do termo integrativo, o controle é menos dependente do modelo realista			Para melhoria dos resultados, o controle é muito dependente de um modelo realista
Dependência paramétrica da lei de controle	A lei de controle não depende de C	Depende da estimação da carga. Depende do valor da indutância para sistema CA-CC.		Depende da estimação da carga e do valor da capacitância C . Depende do valor da indutância L para sistema CA-CC	A lei de controle não depende de G , de L ou de C	
Estimação da carga		Não consegue estimar pelo erro de tensão de saída. Necessita de outra lei de estimação, como a divisora que tem a desvantagem de requerer sensor adicional de corrente de saída	É possível estimar a carga pelo erro de tensão		Não é necessário estimar a carga	