

Análise Dinâmica de Conversores CC-CC *Boost-Flyback*

RESUMO

Jhonatan de Abreu Soares Pontes.
jpontes@alunos.utfpr.edu.br
Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Ponta Grossa, Paraná, Brasil.

Eloi Agostini Júnior.
eloiaagostini@utfpr.edu.br
Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Ponta Grossa, Paraná, Brasil.

OBJETIVO: O trabalho descreve o estudo da análise dinâmica do conversor CC-CC *Boost-Flyback*. Tal análise torna possível obter a função de transferência do projeto, assim é possível chegar a um modelo matemático que descreve o comportamento do conversor ao se aplicar certo distúrbio quando estes opera em equilíbrio. **MÉTODOS:** É utilizado o livro *Fundamentals of Power Electronics* de Erickson, Robert W. Maksimovic, Dragan. Assim como a dissertação do aluno Marlon Henrique Lessing da UTFPR de Ponta Grossa, com o título *Analysis, design and implementation of single-stage high-frequency-isolated DC-AC Flyback converters*. Após estudos bibliográficos é realizada uma análise matemática do conversor validada através dos softwares *Maple 17* e *Mathcad*. Posteriormente a simulação do circuito para validação é feita com o software *Psim*. **RESULTADOS:** Foi possível obter um modelo matemático, o qual possibilitou controlar tensões e correntes do conversor de tal forma que ao se aplicar uma pequena perturbação no sistema este continue a operar da maneira desejada. **CONCLUSÕES:** A pesquisa pode fornecer resultados muito positivos quanto ao funcionamento esperado do conversor. Ao se inserir pequenas perturbações no sistema ele continua a operar da maneira a qual foi projetado.

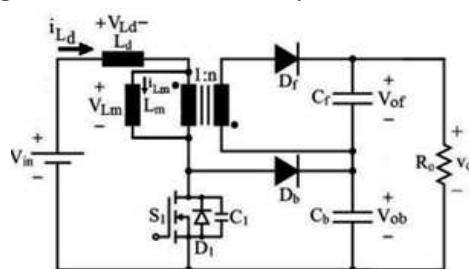
PALAVRAS-CHAVE: Conversores CC-CC. *Boost-Flyback*. Perturbação.

1 INTRODUÇÃO

O presente estudo se baseia em pesquisas anteriores sobre análise de conversores de elevado ganho, tal estudo é justificado por conversores convencionais sofrerem degradação em seu rendimento quando submetidos a elevado ganho como pode ser observado em [1], [2], [3] e [4]. É de grande importância conhecer o comportamento das tensões e correntes dos conversores quando estes são submetidos a determinados distúrbios, estes podem ser ondulações de baixa frequência na razão cíclica ou mesmo na fonte de entrada. Tal estudo visa manutenção da integridade do sistema, assim como assegurar que ele continue operando da maneira a qual foi projetado, uma vez que estes eventos na razão cíclica afetam de forma direta a tensão de saída do conversor. Então é preciso determinar a média das formas de ondas em cada período de comutação quando aplicado um determinado distúrbio isso permite obter um modelo de pequenos sinais em torno do ponto de equilíbrio de operação do conversor. Posteriormente isso possibilita obter a função de transferência do conversor.

2 MÉTODOS

Figura 1 – Conversor *Boost-Flyback* convencional



Fonte: Autoria própria.

Para realização deste trabalho se faz necessária uma análise estática simplificada do conversor denominado conversor *Boost-Flyback* convencional observado na Figura 1. Tal ação se faz necessária para se compor o modelo de pequenos sinais em torno deste ponto. A análise estática simplificada implica considerar uma corrente desprovida de ondulações no indutor L_M , tal mudança resulta numa variação do comportamento da corrente I_{LD} sendo essa a corrente na indutância auxiliar L_D . Então é feita análise das etapas de operação do conversor e obtem-se as equações que fornecem o comportamento das variáveis do circuito, no caso correntes nos indutores e tensões nos capacitores para cada etapa do conversor. O passo seguinte é a determinação dos valores médios de corrente e tensão para um único período de comutação nos indutores e capacitores incluindo as perturbações.

2.1 EQUACIONAMENTO

Consideram-se os seguintes parâmetros I_{LM} , V_{cf} (tensão *Flyback*), V_{cb} (tensão *Boost*), Δt_1 , Δt_2 , Δt_3 e Δt_4 . Na primeira etapa de operação a corrente I_{LD} inicia de zero e cresce até se igualar a I_{LM} no final da primeira etapa. A tensão em L_M é $-\frac{V_{cf}}{n}$, onde n é a relação de espiras entre primário e secundário. A tensão em L_D é $V_{in} + \frac{V_{cf}}{n}$, V_{in} é a tensão na entrada do conversor, desta etapa é possível

obter $i_{LM} - \Delta t_1 \left(\frac{V_{in}}{L_D} + \frac{V_{cf}}{nL_D} \right) = 0$. No início da terceira etapa a corrente em L_D tem seu

valor igual a i_{LM} no final da etapa a corrente se torna nula, a tensão em L_M é igual à primeira etapa porem a tensão em L_D neste momento é $V_{in} + \frac{V_{cf}}{n} - V_{cb}$, tem-se

então $i_{LM} - \Delta t_3 \left(-\frac{V_{cb}}{L_D} + \frac{V_{in}}{L_D} + \frac{V_{cf}}{nL_D} \right) = 0$. A partir do modulador temos $\Delta t_1 + \Delta t_2 = \frac{D}{f_s}$ e

$\Delta t_3 + \Delta t_4 = \frac{(1-D)}{f_s}$. Do balanço de energia no indutor L_M em regime pode ser obtida

$V_{in} \Delta t_2 - \frac{V_{cf}}{n} \left(\frac{1}{f_s} - \Delta t_2 \right) = 0$. A partir do valor médio da corrente no diodo *Flyback* é

obtida $\Delta t_1 + \Delta t_3(1-n) + 2\Delta t_4 = 0$. Finalmente tem-se $V_{cb} + V_{cf} = V_0$ como equação que

representa a relação entre a tensão nos capacitores *Flyback* e *Boost* e a tensão de saída sobre a carga R. Tem-se então um sistema que fornece os valores do ponto

de equilíbrio do conversor considerando os seguintes parâmetros de projeto tensão de entrada $V_{in} = 48$ V, relação de espiras $n = 1,8976$, tensão de saída $V_0 = 400$ V, frequência de comutação $f_s = 100$ kHz, indutância $L_d = 50$ μ H e razão cíclica

$D = 0,738$. Da solução deste sistema são obtidas as durações de cada etapa que são respectivamente

$\Delta t_2 = \frac{d}{f_s} - \frac{i_{LM} L_D n}{V_{cf} + V_{in} n}$, $\Delta t_2 = \frac{d}{f_s} - \frac{i_{LM} L_D n}{V_{cf} + V_{in} n}$, $\Delta t_3 = -\frac{i_{LM} L_D n}{V_{cf} + V_{in} n - V_{cb} n}$ e

$\Delta t_4 = \frac{(1-d)}{f_s} + \frac{i_{LM} L_D n}{V_{cf} + V_{in} n - V_{cb} n}$. Ao se linearizar cada uma das expressões apresentadas

são obtidas quatro novas equações respectivamente

$$\hat{\Delta t}_1 = -\frac{i_{LM} L_D \hat{V}_{cf}}{(V_{in} + \frac{V_{cf}}{n})^2} + \frac{L_D \hat{i}_{LM}}{(V_{in} + \frac{V_{cf}}{n})^2},$$

$$\hat{\Delta t}_2 = \frac{i_{LM} L_D \hat{V}_{cf}}{(V_{in} + \frac{V_{cf}}{n})^2} - \frac{L_D \hat{i}_{LM}}{(V_{in} + \frac{V_{cf}}{n})^2} + \frac{\hat{d}}{f_s}, \hat{\Delta t}_3 = \frac{i_{LM} L_D \hat{V}_{cf}}{(-V_{in} - \frac{V_{cf}}{n} + V_{cb})^2} + \frac{i_{LM} n L_D \hat{V}_{cb}}{(-V_{in} - \frac{V_{cf}}{n} + V_{cb})^2} + \frac{L_D \hat{i}_{LM}}{(-V_{in} - \frac{V_{cf}}{n} + V_{cb})^2} e$$

$$\hat{\Delta t}_4 = -\frac{i_{LM} L_D \hat{V}_{cf}}{(-V_{in} - \frac{V_{cf}}{n} + V_{cb})^2} + \frac{i_{LM} n L_D \hat{V}_{cb}}{(-V_{in} - \frac{V_{cf}}{n} + V_{cb})^2} - \frac{L_D \hat{i}_{LM}}{(-V_{in} - \frac{V_{cf}}{n} + V_{cb})^2} - \frac{\hat{d}}{f_s} \text{ que fornecem as}$$

perturbações em torno do ponto de equilíbrio.

Posteriormente são obtidos os valores médios em um período de comutação para corrente e tensão no indutor L_M e capacitores C_f e C_b , levando

em conta o transitório. Então a primeira equação obtida a partir da análise do

indutor L_M é $\frac{\partial \hat{i}_{LM}}{\partial t} = \frac{f_s}{L_M} (V_{in} + V_{cf}) \hat{\Delta t}_2 + \frac{V_{cf}}{n L_M} (-1 + f_s \Delta t_2)$, em seguida a partir da corrente

média no capacitor C_f tem-se $\frac{\partial \hat{V}_{cf}}{\partial t} = -\frac{V_{cf}}{RC_f} - \frac{V_{cb}}{RC_f} - \frac{f_s i_{LM} \hat{\Delta t}_2}{2nC_f} + \frac{f_s i_{LM} \hat{\Delta t}_4}{2nC_f}$ e considerando o

valor médio de corrente no capacitor C_b obtém-se

$\frac{\partial \hat{V}_{cb}}{\partial t} = -\frac{V_{cf}}{RC_b} - \frac{V_{cb}}{RC_b} + \frac{f_s i_{LM} \hat{\Delta t}_2}{2nC_b} + \frac{f_s i_{LM} \hat{\Delta t}_3}{2nC_b}$. Ao substituindo as durações das etapas

obtidas anteriormente nas equações dos valores médio e ainda aplicando Laplace é possível chegar as seguintes relações definidas por

$s L_M \hat{i}_{LM}(s) = f_s (V_{in} + \frac{V_{cf}}{n}) \hat{\Delta t}_2(s) + \frac{(f_s \Delta t_2 - 1) V_{cf}(s)}{n}$,

$s C_f \hat{V}_{cf}(s) = -\frac{V_{cf}(s)}{R} - \frac{V_{cb}(s)}{R} - \frac{f_s i_{LM} \hat{\Delta t}_2(s)}{2n} + \frac{f_s i_{LM} \hat{\Delta t}_4(s)}{2n}$ e

$s C_b \hat{V}_{cb}(s) = -\frac{V_{cf}(s)}{R} - \frac{V_{cb}(s)}{R} - \frac{f_s i_{LM} \hat{\Delta t}_2(s)}{2} + \frac{f_s \Delta t_3 i_{LM}(s)}{2}$. Ao resolver as três expressões são

obtidas três funções de transferência que são tensão *Flyback* V_{cf} , tensão *Boost* V_{cb} , corrente no indutor I_{LM} e tensão de saída V_0 que nada mais é que a soma das funções de transferência de V_{cf} e V_{cb} . A forma geral das funções de transferência é representada por $G(s) = \frac{B_3s^3 + B_2s^2 + B_1s + B_0}{A_3s^3 + A_2s^2 + A_1s + A_0}$ e os coeficientes para as tensões e

correntes podem ser visto na Tabela 1.

Tabela 1 – Coeficientes

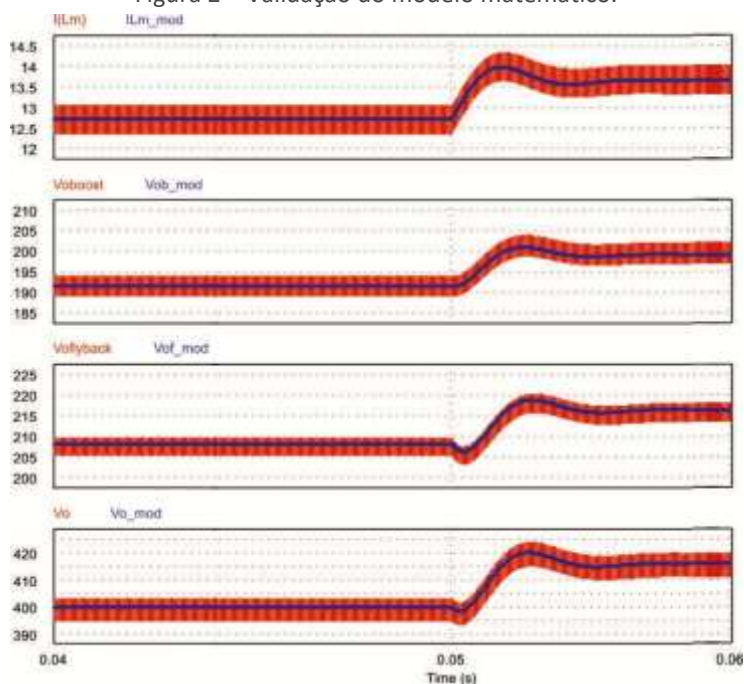
	V_{cf}	V_{cb}	V_0	I_{LM}
B_3	0	0	0	0
B_2	$-3.7371 \cdot 10^{21}$	0	$-3.737 \cdot 10^{21}$	$3.85 \cdot 10^{20}$
B_1	$-6.451 \cdot 10^{25}$	$4.799 \cdot 10^{24}$	$-5.971 \cdot 10^{25}$	$1.086 \cdot 10^{25}$
B_0	$3.8733 \cdot 10^{29}$	$3.68 \cdot 10^{29}$	$7.553 \cdot 10^{29}$	$4.371 \cdot 10^{28}$
A_3	$1.21 \cdot 10^{15}$	$1.21 \cdot 10^{15}$	$1.21 \cdot 10^{15}$	$1.21 \cdot 10^{15}$
A_2	$3.206 \cdot 10^{19}$	$3.2067 \cdot 10^{19}$	$3.2067 \cdot 10^{19}$	$3.2067 \cdot 10^{19}$
A_1	$1.149 \cdot 10^{23}$	$1.1490 \cdot 10^{23}$	$1.1490 \cdot 10^{23}$	$1.1490 \cdot 10^{23}$
A_0	$4.774 \cdot 10^{26}$	$4.7741 \cdot 10^{26}$	$4.7741 \cdot 10^{26}$	$4.7741 \cdot 10^{26}$

Fonte: Autoria própria.

3 RESULTADOS

Com a função de transferência obtida é então possível validar o modelo através de simulações a partir do *software* Psim. O comportamento das tensões de saída V_0 assim como as tensões *Boost* V_{cb} , *Flyback* V_{cf} e corrente I_{LM} são observados na Figura 2.

Figura 2 – Validação do modelo matemático.



Fonte: Autoria própria.

É importante observar que tanto o circuito do conversor quanto o modelo obtido são simulados até atingirem o regime permanente. Na simulação é dado um degrau unitário e observado em seguida o comportamento das tensões e corrente no indutor I_{LM} , como é possível ver na Figura 2.

4 CONCLUSÕES

O presente trabalho obteve sucesso no que se propôs a fazer. Foi possível realizar toda análise matemática e obter um modelo matemático de pequenos sinais correspondente ao conversor. Todo processo pode ser validado através de simulações que forneceram resultados satisfatórios. Ainda se comparado com a mesma análise feita em [5] pode-se dizer que o modelo obtido tem maior precisão uma vez que o modelo desenvolvido no presente trabalho leva em conta a indutância L_D fato que não ocorre em [5].

Dynamic Analysis of DC-DC Boost-Flyback

ABSTRACT

OBJECTIVE: This paper describes the study of dynamic analysis of the *Boost-Flyback* DC-DC converter. This analysis makes it possible to obtain the transfer function of the project, so it is possible to arrive at a mathematical model that describes the behavior of the converter when applying a certain disturbance when it operates in equilibrium. **METHODS:** Is used, Erickson's Fundamentals of Power Electronics, Robert W. Maksimovic, Dragan. Like the dissertation of the student Marlon Henrique Lessing of UTFPR of Ponta Grossa, with the title Analysis, design and implementation of single-stage high-frequency-isolated DC-AC Flyback converters. After bibliographical studies, a mathematical analysis of the converter validated through Maple 17 and Mathcad software is performed. Subsequently the simulation of the circuit for validation is done with the Psim software. **RESULTS:** It was possible to obtain a mathematical model, which made it possible to control voltages and currents of the converter in such a way that when a small perturbation in the system is applied this continues to operate in the desired way. **CONCLUSIONS:** The search can provide very positive results on the expected operation of the converter. By inserting minor disturbances into the system it continues to operate in the manner in which it was designed.

KEYWORDS: Converter DC-DC. *Boost-Flyback*. Disturbance.

REFERENCIAS

- [1] TSENG, K.c.; LIANG, T.j.. Novel high-efficiency step-up converter. IEE Proceedings - Electric Power Applications, [s.l.], v. 151, n. 2, p.182-190, abr. 2004. Institution of Engineering and Technology (IET). DOI: 10.1049/ip-epa:20040022.
- [2] LIANG, T.j.; TSENG, K.c.. Analysis of integrated boost-flyback step-up converter. IEE Proceedings - Electric Power Applications, [s.l.], v. 152, n. 2, p.217-225, abr. 2005. Institution of Engineering and Technology (IET). DOI: 10.1049/ip-epa:20045003.
- [3] SPIAZZI, G.; MATTARELLI, P.; COSTABEBER, A.. Effect of Parasitic Components in the Integrated Boost-Flyback High Step-Up Converter. IEEE, [s.l.], v. 57, n. 5, p.393-394, 1 set. 2009.
- [4] SPIAZZI, G. et al. Improved Integrated Boost-Flyback High Step-Up Converter. IEEE, [s.l.], v. 57, n. 5, p.1169-1174, 1 set. 2010.
- [5] BROCKVELD JUNIOR, Sergio Luís; WALTRICH, Gierri. Modelagem estática e dinâmica do conversor Boost-Flyback. Florianópolis.

Recebido: 31 ago. 2017.

Aprovado: 02 out. 2017.

Como citar:

SOARES, J. A. P et al. Título do trabalho. In: SEMINÁRIO DE INICIAÇÃO CIENTÍFICA E TECNOLÓGICA DA UTFPR, 22, 2017, Londrina. **Anais eletrônicos...** Londrina: UTFPR, 2017. Disponível em: <<https://eventos.utfpr.edu.br/sicite/sicite2017/index>>. Acesso em: 2017.

Correspondência:

Jhonatan de Abreu Soares Pontes

Avenida Monteiro Lobato, 1787/1788 ao fim, Jardim Carvalho, Ponta Grossa, Paraná, Brasil.

Direito autoral:

Este resumos expandidos está licenciado sob os termos da Licença Creative Commons-Atribuição-Não Comercial 4.0 Internacional.

