Conversor *Boost* com Duas Saídas Aplicados a Subsistemas de Energia de Pequenos Satélites: Modelagem e Controle

Everson Mattos¹, António Manuel Santos Spencer Andrade², Wagner de Azevedo Ayres² Mário Lúcio da Silva Martins², José Renes Pinheiro²

> 1 - Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais 2 - Universidade Federal de Santa Maria

Abstract— The boost converter has several applications in the industry, such as: voltage regulator, battery charger, power factor corrector, voltage boost among others. In aerospace applications, the primary source of energy is usually low voltage photovoltaic arrays. Thus, there is a need for the converter to generate high gain for a standard voltage bus for the loads and / or subsystems. The two-output boost converter allows the generation of this high voltage without the need to include other converters. Reducing the volume of the satellite's energy subsystem. This article deals with modeling and mixed feedback + feed-forward control for the boost converter with two outputs.

Keywords – DC-DC Converter, Dual Output Boost Converter, Classical Control, Space State Model, Feed-forward Control.

Resumo—O conversor *boost* possui diversas aplicações na indústria, tais como: regulador de tensão, carregador de baterias, corretor de fator de potência, elevador de tensão entre outras. Em aplicações aeroespaciais, normalmente a fonte primária de energia é o arrajo fotovoltaicas de baixa tensão. Com isso, há a necessidade do conversor gerar alto ganho para um barramento padrão de tensão para as cargas e/ou subsistemas. O conversor boost de duas saídas permite a geração desta tensão elevada sem a necessidade incluir outros conversores. Reduzindo o volume do subsistema de energia do satélite. Este artigo trata da modelagem e do controle misto *feedback+feed-forward* par ao conversor *boost* com duas saídas.

Parlavras Chaves – Conversor CC-CC, Boost com Duas Saídas, Modelo por Espaço de Estados, Controle Clássico, Controle feedforward.

I. INTRODUÇÃO

As topologias baseadas no conversor *boost* possuem diversas aplicações na indústria, tais como: regulador de tensão; carregador de baterias; corretor de fator de potência; elevador de tensão; busca do ponto de máxima potência (MPPT) para painéis solares (FV); e em aplicações aeroespaciais, mais especificamente nos subsistema elétricos de energia (EPS) [1] e [2]. Para essas aplicações, alguma lei de controle é aplicada para o correto funcionamento do sistema.

Para isso, inicialmente deve ser encontrada um modelo matemático que represente a dinâmica do conversor. Por vezes, quando o sistema é simples, pode-se utilizar o controle clássico, para isso deve-se selecionar adequadamente uma ou mais funções de transferência do conversor [3-7].

Uma possível técnica para encontrar a função de transferência do conversor é o uso de modelo médio de espaço de estados [6] e [7].

Com o intuito de melhor o desempenho do conversor *boost* tradicional, em [8] e [9] apresentaram o conversor *boost* com duas saídas, que pode ser visualizado na Figura 1. Esse conversor apresenta três carafacterísticas desejáveis para aplicação em satélites: a primeira refere-se a aplicações com arranjos fotovoltaicos, ou seja, a corrente de entrada desse conversor não é descontínua, o que permite buscar o ponto de máxima potência (MPP) sem a necessidade de um grande filtro de entrada; O ganho do conversor (M = (1+D)/(1-D)) é maior do que o conversor *boost*, isso permite reduzir as perdas de condução quando a tensão de entrada é baixa, o que frequentemente ocorre em pequenos satélites; Isso, demonstra melhorias no desempenho do conversor proposto em [8].

Nesse sentido, com o objetivo de avaliar o desempenho do conversor *boost* com duas saída [8], este artigo propõe a modelagem e do controle misto *feedback+feed-forward*. Este trabalho apresenta a descrição do funcionamento do conversor *boost* com duas saídas na seção II. Na seção III mostra-se o modelo médio por espaço de estados e suas simplificações. As funções de transferências e metodologia de projeto são apresentadas nas seções IV e V, respectivamente. Na seção



Fig. 1 - Conversor boost com alto ganho [8]

VI, os resultados de simulação que comprovam o funcionamento são dado e por fim na seção VII as conclusões.

II. DESCRIÇÃO DO FUNCIONAMENTO DO CONVERSOR

O conversor *boost* com duas saídas possui duas etapas de operação, conforme pode ser visto na Figura 2. Para o cálculo do ganho estático considera-se que o filtro LC de saída torna a tensão de saída constante e igual à V_o .

Primeira Etapa (Figura 2(a)): Nessa etapa o interruptor S_b está conduzindo, logo o indutor L_b armazena energia. Esta etapa é conhecida com magnetizante e possui duração de $[0 - DT_s]$ onde D é a razão-cíclica e T_s o período de chaveamento. A condução de S_1 , força o bloqueio dos diodos D_1 e D_2 . Assim a energia acumulada nos capacitores C_a e C_b é transferida para carga, os capacitores estão em série nessa etapa de operação.

Segunda Etapa (Figura 2(b)): Na segunda etapa S_b está bloqueada, logo a energia armazenada no indutor L_b é transferida para a carga e os capacitores (C_a e C_b) são carregadas. Esta etapa é conhecida com desmagnetizante e possui duração de [$DT_s - T_s$], O bloqueio de S_b e a transferência de energia acumulada no indutor forçam a condução dos diodos D_1 e D_2 . Assim os capacitores C_a e C_b estão conectados em paralelo nessa etapa de operação.

A. Ganho estático do conversor boost com duas saídas

A partir das etapas de operação o ganho de tensão do conversor *boost* com duas saída pode ser encontrado. Inicialmente, faz-se o balanço de energia nos Capacitores Ca e Cb para uma etapa de operação, conforme a Equação (1):

$$0 = \int_{0}^{T_s} v_c(\tau) d\tau \tag{1}$$

Assumindo que o conversor está operando em regime permanente, o balanço da energia nos capacitores pode ser escrito como mostrado na Equação (2)

$$0 = \frac{1}{T_s} \int_{T_s} i_C(\tau) d\tau$$
⁽²⁾

Para primeira etapa de operação a corrente nos capacitores é dada pela Equação (3).

$$i_{C_a} = i_{C_b} = -i_o \tag{3}$$

De modo similar faz-se para a segunda etapa de operação, a corrente nos capacitores são dadas pela Equação (4).

$$i_L = i_{C_a} + i_{C_b} + i_o \tag{4}$$

Assumindo que C_a e C_b são iguais e sabendo que os capacitores, nessa etapa, estão em paralelo,. A correte nos capacitores pode ser reescrita como mostrado na Equação (5). $i_L = 2i_C + i_o$ (5)

Integrando no período de chaveamento e fazendo as simplificações necessárias, encontra-se o ganho estático de corrente que é dado pela Equação (6)

$$\frac{i_o}{i_l} = \frac{i_o}{i_i} = \frac{1 - D}{1 + D} \tag{6}$$

Assumindo que o conversor é ideal, ou seja, não possui perdas, pode-se encontrar o ganho estático de tensão aplicando



Fig. 2 – Etapas de operação. (a) Etapa 1, (b) Etapa 2. a Equação (7).

$$P_o = P_i \tag{7}$$

Substituindo o ganho estático de corrente na Equação (7), obtem-se o ganho estático de tensão que é dado pela Equação (8)

$$\frac{V_o}{V_{pv}} = \frac{1+D}{1-D}$$
(8)

O ganho estático será utilizado para definir ponto quiescente do conversor, que por sua vez é usada no modelo de pequenos sinais por espaço de estado.

III. MODELO MÉDIO POR ESPAÇO DE ESTADOS

A modelagem por espaço de estados, parte do pressuposto que os *ripples* de tensão e de corrente, para o capacitor e para o indutor, respectivamente, sejam pequenos, ou seja, muito menores do que o valor da tensão e corrente desses componentes no ponto quiescente [2]. Para este conversor no entanto, é necessário, também considerar que os capacitores $C_a \ e \ C_b$ são iguais. O modelo médio de pequenos sinais consiste basicamente de encontrar para cada etapa de operação um modelo adequado ao circuito e ponderá-los pela razão cíclica, por fim, linearizá-lo no entorno do ponto quiescente conforme [2]-[3]. O modelo por espaço de estados para a etapa 1 de funcionamento do conversor é dado por (9) e (10).

$$\begin{bmatrix} \cdot \\ i_L \\ v_{C_a} \\ v_{C_b} \\ \vdots \\ x \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-1}{C_a R_o} & \frac{-1}{C_a R_o} \\ 0 & \frac{-1}{C_b R_o} & \frac{-1}{C_b R_o} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ i_L \\ v_{C_a} \\ v_{C_b} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u \\ V_{pv} \\ 0 \end{bmatrix}$$
(9)

 A_1

$$\begin{bmatrix} i_{L} \\ v_{C_{a}} \\ v_{C_{b}} \\ v_{c_{b}} \\ v_{y} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_{I} & c_{I} \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ v_{C_{a}} \\ v_{C_{b}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u \\ V_{pv} \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u \\ V_{pv} \end{bmatrix}$$
(10)

O modelo por espaço de estados para a etapa 2 de operação do conversor é dado por (11) e (12).

$$\begin{bmatrix} i_{L} \\ v_{C_{a}} \\ v_{C_{b}} \\ \vdots \\ v_{C_{b}} \\ v_$$

onde A_1 e A_2 são as matrizes dinâmicas, B_1 e B_2 são as matrizes de controle, C_1 e C_2 são as matrizes de saída, E_1 e E_2 são as matrizes de transmissão direta, x é o vetor de estados, y é o vetor de saída e u é o vetor de entrada.

A ponderação pela razão cíclica resulta na Equação (13).

$$A = A_1 D + A_2 (1-D)$$

$$B = B_1 D + B_2 (1-D)$$

$$C = C_1 D + C_2 (1-D)$$

$$E = E_1 D + E_2 (1-D)$$
(13)

O modelo por espaço de estados pode ser escrito como mostra a Equação (14).

$$\frac{d}{dt}\mathbf{x} = A\mathbf{x} + B\mathbf{u} \tag{14}$$
$$\mathbf{y} = C\mathbf{x} + E\mathbf{u}$$

Para obter-se o ponto quiescente faz-se dx/dt = 0. Aplicando-se em (14), obtêm-se os valores de **x** e **y** para o ponto quiescente, também chamados de **X** e **Y**, conforme mostra a Equação (15).

$$X = A^{T} B U$$

$$Y = (-CA^{-T} B + E) U$$
(15)

Perturbando as variáveis de estado e de saída e aplicando-se a Equação (14), encontra-se um sistema expandido, devido a razão cíclica que também deve ser perturbada. As matrizes que compõe esse sistema de equações são mostradas na Equação (16)

$$A_{p} = A$$

$$B_{p} = \begin{bmatrix} B & (A_{1} - A_{2})X + (B_{1} - B_{2})U \end{bmatrix}$$

$$C_{p} = C$$

$$E_{p} = \begin{bmatrix} E & (C_{1} - C_{2})X + (E_{1} - E_{2})U \end{bmatrix}$$
(16)

Por fim, o modelo médio de pequenos sinais para o conversor é dado em (17).

$$\frac{d}{dt}\mathbf{x} = \mathbf{A}_{p}\mathbf{x} + \mathbf{B}_{p}\mathbf{u}^{*}$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{C}_{p}\mathbf{x} + \mathbf{E}_{p}\mathbf{u}^{*}$$
(17)

onde \mathbf{u}^* é o vetor de entrada acrescido da razão cíclica perturbada, que como se trata de uma perturbação externa torna-se uma entrada do sistema.

IV. FUNÇÕES DE TRANSFERÊNCIA

Aplicando a transformada de Laplace em (17) encontra-se a





matriz de funções de transferência dada na Equação

$$\boldsymbol{G} = \boldsymbol{C}_{p} \left(\boldsymbol{I}\boldsymbol{s} - \boldsymbol{A}_{p} \right)^{-1} \boldsymbol{B}_{p} + \boldsymbol{E}_{p}$$
⁽¹⁸⁾

Para o controle da tensão de saída do conversor, necessitase da função de transferência que relaciona v_o com a razão cíclica ($G_{(v,d)}(s)$), que é dada pela Equação (19).

$$G_{(v_o,d)}(s) = k \frac{a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0}{b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0}$$
(19)

onde os coeficientes da Equação (19) são dados no Anexo I.

A função de transferência (19) não leva em consideração o filtro LC de saída do conversor. Isso é possível se a dinâmica do filtro LC de saída, é tal que não afeta significativamente a resposta em frequência do conversor dentro da faixa de interesse para o projeto do controlador. Assim há uma redução da ordem do sistema e simplificação do projeto do controlador de tensão. Entretanto, se os valores do filtro forem da ordem dos valores dos componentes do conversor essa simplificação



Fig. 4 – Lugar das raízes da função de transferência $G_{(v_o,d)}(s)$ para os conversores *boost* e *boost* com duas saídas.

não poderá ser realizada e a função de transferência deverá ser recalculada.

A Figura 3 mostra a modificação em $G_{(v_a,d)}(s)$ quando a

Tabela I- Características do projeto do conversor boost com alto ganho.

Característica	Valor	Unidade
C_a	100	uF
C_b	100	uF
L	100	uH
F_s	50	kHz
R_o	10	Ω
Lo	10	uH
C_o	10	uF
MP	> 50°	Graus
MG	> 10	dB
V_{pv}	5	V
Vo	50	V

ordem de grandeza dos componentes do filtro LC de saída forem muito menores do que a ordem de grandeza dos componentes do conversor (G2) e quando despreza-se o filtro LC de saída (G1). Além disso, é possível uma redução da ordem de (19) quando os capacitores C_a e C_b forem iguais, o que ocorre no circuito real. Como pode ser visualizada na Figura 2, projetando adequadamente o filtro LC de saída podese desprezar a sua dinâmica para o computo de $G_{(v_{a,d})}(s)$.

A Figura 4 mostra o lugar das raízes da função de transferência $G_{(v_o,d)}(s)$ sem o filtro de saída. Exemplo de Projeto

Para validar e testar o modelo e as simplificações impostas ao modelo simulou-se, no software PSIM, o conversor com as características mostradas na Tabela I.

Como a função de transferência do conversor de alto ganho possui grande variação paramétrica, e essa ocorre em cada etapa de operação, ou seja, para cada etapa de operação as capacitâncias $C_a \in C_b$, que resultam em C_e , são conectadas de tal forma que ora resultam no dobro de C_a ora a metade de C_a .. Optou-se por usar um controle em cascata, o uso dos estados



Fig. 5 – Diagrama em blocos para o projeto dos controladores

de corrente e tensão do conversor, permitem maior estabilidade e robustez para os controladores [2]. Assim o controle é composto de uma malha interna de corrente e uma malha externa de tensão. Além disso, incluiu-se um controlador *feed-forward* para melhorar a resposta em transitórios.

O projeto dos controlares será mostrado a seguir. A Figura 5 mostra o diagrama de blocos do esquema de controle proposto. A Margem de Fase (MP) foi definida na Tabela I como maior que 50° isso para reduzir as oscilações na tensão e/ou corrente de saída do conversor. A margem de ganho deve ser superior a 10 dB para comportar as variações paramétricas sem entrar em instabilidade [3].

Como diagrama de boco da Figura 5 representa um sistema linear e invariante no tempo, usa-se superposição para identificar as funções de transferência de cada controlador. Para o projeto de $C_{(D,I_L)}(s)$, utilizou-se a função de transferência $G_{(I_r,D)}(s)$, dada pela Equação (20).

$$G_{(I_L,D)}(s) = k_{G_{I_L}} \frac{a_2 s^2 + a_1 s + a_o}{b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_o}$$
(20)

onde, os coeficientes da Equação (20) são dados no Anexo II. Utilizando os dados do conversor, obtém-se a função numérica dada pela Equação (21).

$$G_{(I_L,D)}(s) = \frac{2x10^3 s^2 + 7x10^8 s + 1.6252x10^{11}}{s^3 + 1500s^2 + 1.281x10^7 s + 3.125x10^9}$$
(21)

A Figura 6 mostra a função de transferência não compensada e a compensada. O controlador foi projetado usando o software Matlab[®]. A Figura 7 mostra o projeto do controlador, que possui margem de fase de 75°, margem de ganho infinita. O ganho do sistema compensado foi ajustado



Fig. 6 – Diagrama de bode das funções de transferência compensada, não compensada e do compensador.



para que a frequência de cruzamento por zero seja aproximadamente 2 kHz e o controlador adotado para isso foi um PI.

A Figura 8 mostra a simplificação utilizada para gera o modelo, função de transferência, para o projeto do controlador dado pela Equação (22). A Figura 9 mostra o projeto do controlador $C_{(I_L,F_o)}(s)$ utilizando o Matlab[®]. Para desacoplar as ações de controle das malhas interna e externa, sintonizou-se o compensador $C_{(I_L, V_o)}(s)$ uma década abaixo de $C_{(I_L, V_o)}(s)$. Assim, margem de fase de $C_{(I_L, V_o)}(s)$ ficou em torno de 89º a margem de ganho infinita, a frequência de cruzamento por zero para o sistema compensado foi definida em 20 Hz e o controlador é um PI.

A função de transferência para projeto do controlador da malha de tensão é definida pela Equação (22). E derivada da Figura 8.

$$G_{(V_o,I_L)}(s) = \frac{1-D}{2CR_o s + 1}$$
(22)

O compensador feed-forward foi obtido do inverso do ganho da função de transferência de laço direto, resultante, conforme mostrado na Equação (23).

$$G_{feed} = \frac{C_{(D,I_L)}G_{(I_L,D)}G_{(V_o,I_L)}}{1 + C_{(D,I_L)}G_{(I_L,D)}}\bigg|_{s=0}$$
(23)

Assim o projeto do controlador feed-forward é apenas o inverso do ganho dado pela Equação (23).



Fig. 8 – Modelo para derivar a função de transferência de $G_{(V_{a},J_{a})}(s)$.



Fig. 9 – Projeto do Controlador $C_{(I_L,V_O)}(s)$.

Para os dados da Tabela I os valores numéricos dos controladores são dados pelas Equações (24), controlador de corrente, (25), controlador de tensão, e (26), controlador feedforward.

$$C_{(I_L,D)}(s) = \frac{0.048293 \,(s+8291)}{s}$$
(24)

$$C_{(V_o, I_L)}(s) = \frac{0.048293 (s+8291)}{s}$$
(25)

$$C_{(feed)}(s) = \frac{1}{10}$$
 (26)

V. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Nessa seção serão apresentados alguns resultados de simulação do conversor boost de alto ganho com controle em cascata feedback+feed-forward.

A Figura 10 mostra a atuação dos controladores diante de um degrau de 50% de carga para um sistema com e sem o controlador feed-forward. A Figura 11 mostra o desempenho dos controladores para um distúrbio da tensão de entrada de 10%.

VI. CONCLUSÃO

O conversor boost com duas saídas, mostrado nesse trabalho, apresenta-se como uma opção interessante para aplicações em sistemas fotovoltaicos embarcados. Pois, além de possibilitar o rastreio do ponto de máxima potência, devido a sua característica boost da corrente de entrada, ainda permite um ganho maior.

O que para uma determinada tensão de saída possibilita uma redução nas perdas de condução quando comparado com o boost tradicional.

Neste trabalho mostrou-se a modelagem e o projeto de controladores em cascata do tipo feedback e um controlador feed-forward para auxiliar no transitório de partida do conversor.



REFERÊNCIAS

- Omid Shekoofa and Shahab Karbasian, "Design Criteria for Electrical Power Subsystem's Topology Selection", IEEE, pp 559-563, 2013.
- [2] Omid Shekoofa and Shahab Karbasian, "Comparing the Topologies of Satellite Electrical Power Subsystem Based on System Level Specifications", IEEE, pp. 671-675, 2013.
- [3] J.R. Pinheiro, D.L. R. Vidor and H. A. Gründling, "Dual Output Three-Level Boost Power Factor Correction Converter with Unbalanced Loads", IEEE, pp 733-739, 1996
- [4] J.E. Baggio, H.L. Hey, H. A. Gründling, H.Pinheiro e J.R. Pinheiro, " Modelagem e Contole Discreto para o Retificador PFC boost Três Níveis, Eletrônica de Potência, pp 54-60, 2002.
- [5] "Desing of a PID Feed-forward Controller for Controlling Output Fluid Temperature in Shell and Tube Hear Exchanger", Journal of Electrical and Electronic Engineering, pp 30-34, 2015.
- [6] Robert Ericson, Dragan Maksimovic, "Fundamentals of Power Electronics", Kluwer Academic Publishers,883p, 2001
- [7] Simone Buso, Paolo Mattavelli, "Digital Control in Power Electronics", Morgan & Claypool Publishers, 151p, 2006.
- [8] B. Axelrod, Y. Berkovich and A. Ioinovici, "Transformerless DC-DC Converters With A Very High DC Line-To-Load Voltage Ratio," IEEE, pp 435-438, 2003.
- [9] Boris Axelord, Yefim Berkovich and Adrian Ioinovici, "A Cascade Boost –Switched-Capacitor-Converter – Two level Inverter With an Octimized Multilevel Output Waveform", IEEE Transation on Circuits and Systems 2005

Anexo I – Coeficientes da função de transferência $G_{(v_o,d)}(s)$.

$$k = -\frac{Vi}{(D-1)^2} \qquad a_o = -2R_o - 6D^2R_o + 2D^3R_o + 6DR_o$$

$$a_1 = 3L - DL + D^2L - 3D^3L - 4C_bR_o^2 - 2C_aDR_o^2 + 10C_bDR_o^2 + 4C_aD^2R_o^2 - 2C_aD^3R_o^2 - 8C_bD^2R_o^2 + 2C_bD^3R_o^2$$

$$a_2 = -2C_aLR_o + 6C_bLR_o + 8C_aDLR_o + 2C_aD^2LR_o + 2C_bD^2LR_o \qquad a_3 = -4C_aC_bLR_o^2 + 4C_aC_bDLR_o^2$$

$$b_o = R_o + 3D^2R_o - D^3R_o - 3DR_o \qquad b_1 = +L + 2DL - 3D^2L + 2C_bR_o^2 - 4C_bDR_o^2 + 2C_bD^2R_o^2$$

$$b_3 = 2C_bLR_a + 2C_bLR_a + 2C_bDLR_a \qquad b_3 = 4C_aC_bLR^2$$

Anexo II – Coeficientes da função de transferência $G_{(I_T,D)}(s)$.

$$\begin{aligned} k_{G_{l_{L}}} &= \frac{-Vi}{(D-1)} \quad a_{o} = -3D^{2} - 2D + 5 \quad a_{1} = 2C_{a}R_{o} + 10C_{b}R_{o} + 2C_{a}DR_{o} + 2C_{b}DR_{o} \\ a_{2} &= 4C_{a}C_{b}R_{o}^{2} \quad b_{o} = R_{o} + 3D^{2}R_{o} - D^{3}R_{o} - 3DR_{o} \\ b_{1} &= L + 2DL - 3D^{2}L + 2C_{b}R_{o}^{2} - 4C_{b}DR_{o}^{2} + 2C_{b}D^{2}R_{o}^{2} \quad b_{2} = 2C_{a}LR_{o} + 2C_{b}LR_{o} + 2C_{a}DLR_{o} + 2C_{b}DLR_{o} \\ b_{3} &= 4C_{a}C_{b}LR_{o}^{2} \end{aligned}$$

