

MODELAGEM E CONTROLE DE UM SUBSISTEMA ELÉTRICO DE POTÊNCIA PARA CUBESAT

EVERSON MATTOS* ANTONIO M. S. S. ANDRADE† RAFAEL C. BELTRAME† MÁRIO L. S. MARTINS†

*Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais - INPE

†Universidade Federal de Santa Maria, Grupo de Eletrônica de Potência e Controle - GEPOC/UFMS
Santa Maria, RS, Brasil

Email: everson.mattos@gmail.com; antonio.m.spencer@gmail.com; rafaelrcb@gmail.com; mariolism@gmail.com

Abstract— This paper presents the modeling and control of an electrical power subsystem for CubeSat (EPS). One space state averaging model was used to obtain the transfer function of the converters. The controllers were implemented using the frequency response and classical linear control. The EPS was implemented using stacked connection of two converters. A converter boost operating as DC bus voltage regulator distributed to CubeSat charges. And the other, a converter buck-boost operating as current regulator for battery charging. Experimental results were presented that demonstrated the use of the model and the compensating design.

Keywords— DC-DC Converters, Distributed bus, CubeSat.

Resumo— Este trabalho propõe uma arquitetura para um subsistema elétrico de potência para CubeSats. A arquitetura proposta consiste de dois conversores, um conversor *boost* operando como regulador de tensão do barramento CC distribuído para as cargas do CubeSat. E um conversor *buck-boost* operando como regulador de corrente para carga de baterias. Esse trabalho apresenta a modelagem e o controle da arquitetura proposta. O modelo médio por variáveis de espaço de estado foi utilizado. Os controladores foram implementados usando o projeto no domínio da frequência e controle linear clássico.

Palavras-chave— Conversor CC-CC, Barramento Distribuído, CubeSat.

1 Introdução

Um CubeSat é uma classe de Pico-Satélite, com peso e volume limitados (Buchen and DePasqual, 2014). Para tornar o satélite funcional são necessários diversos subsistemas embarcados e um sistema elétrico de potência (*Electrical Power System* - EPS) (Burt, 2011) e (Doering, 2009). A Figura 1 (a) mostra um exemplo de EPS de arquitetura distribuída, onde os blocos em cinza representam as principais partes de um sistema distribuído (Farahani and Taherbaneh, 2011).

Com relação a regulação e controle os EPS pode ser classificada em: de transferência direta (*Direct Energy Transfer* - DET), que não processam energia; e de busca do ponto de máxima transferência de potência, que processam a energia e extraem a máxima energia disponível da fonte primária (*Maximum Power Point Tracking* - MPPT), que permitem a carga das baterias no menor tempo possível (Luo, 2005).

De acordo com Ramamurthy (2009), a arquitetura de EPS que permite melhor regulação e controle na transferência de energia entre as suas partes é a da Figura 1 (a). Entretanto, essa arquitetura, apresenta perdas nos processamentos de energia (conversores). Com isso, há redução da eficiência do sistema, se comparado com as arquiteturas do tipo DET. Para contornar esse problema, a topologia proposta neste trabalho emprega um conversor para carga das baterias e execução do algoritmo MPPT, perturba e observa

(P&O) e outro conversor para regulação do barramento CC para as cargas, que ocorre somente no período em que há irradiação no arranjo de células fotovoltaicas. Para o período de eclipse, as baterias são conectadas diretamente ao barramento, otimizando a eficiência, uma vez que não há nenhum conversor processando energia neste período, conforme a Figura 1 (b).

As vantagens da arquitetura proposta são a redução do volume e do peso do EPS, quando comparado com a topologia da Figura 1 (a). Nesse

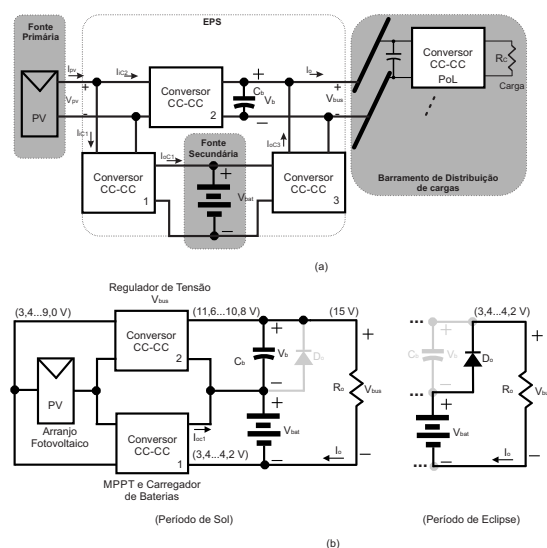


Figura 1: Arquiteturas de EPS: (a) (Ramamurthy, 2009); (b) proposta.

Tabela 1: Comparação qualitativa entre a topologia proposta e a topologia da Figura 1

Critério Qualitativo	Figura 1 (a)	Figura 1 (b)
Confiabilidade	Pior	Melhor
Massa/Volume	Pior	Melhor
Eficiência	Pior	Melhor
Capacidade de Controle	Melhor	Pior
Número de Conversores	Pior	Melhor

sentido, esse trabalho propõe a modelagem e o controle dos conversores que compõem o EPS proposto empregando o modelo médio por variáveis de estado e controle PID.

2 Topologia proposta

A tabela 2 mostra a comparação qualitativa entre as topologias da Figura 1 (a) e a topologia proposta (Figura 1 (b)). Os detalhes da execução do método de avaliação é encontrado em (Mattos, 2016). O EPS proposto é constituído por dois conversores: um funcionando como regulador de tensão e o outro como regulador de corrente, conforme a Figura 1 (b). O conversor *boost* foi escolhido para regular V_{bus} e o conversor *buck-boost* foi escolhido para controle da corrente de carga da bateria I_{bat} . A Figura 2 mostra essa arquitetura do EPS. Os conversores operam em sincronismo e modo de condução contínua de corrente (CCM).

3 Modelagem do sistema

Nesta seção será realizada a modelagem de pequenos sinais usando a abordagem por variáveis de estado (Erickson and Maksimovic, 2007). A modelagem será descrita para o conversor *boost* e apresentado apenas os resultados finais para o conversor *buck-boost*, haja vista, que o procedimento é o mesmo. Para encontrar o modelo médio linear usando a abordagem por variáveis de estado, algumas restrições são impostas ao sistema: o valor médio das variáveis são muito maiores do que os seus *ripples*, as frequências naturais do sistema e a frequência das perturbações são consideradas muito menores do que a frequência de chaveamento e as perdas dos componentes são desprezadas.

3.1 Modelagem do conversor boost como regulador de tensão

As equações dinâmicas do conversor para esta etapa podem ser escritas na forma matricial que é dada pela equação (1). Para o conversor *boost* $j = 1$, a chave S_b está em condução e o diodo D_b está polarizados reversamente. Para ambos os conversores essa etapa é magnetizante. O intervalo de tempo de duração dessa etapa de operação

é $[0, DT]$. Onde (T) é o período de chaveamento, que é o mesmo para os dois conversores, e (D) é a razão cíclica.

$$\begin{cases} \mathbf{K}_b \dot{\mathbf{x}}_b(t) = \mathbf{A}_j^b \mathbf{x}_b(t) + \mathbf{B}_j^b \mathbf{u}_b(t) \\ \mathbf{y}_b(t) = \mathbf{C}_j^b \mathbf{x}_b(t) + \mathbf{E}_j^b \mathbf{u}_b(t) \end{cases} \quad (1)$$

O vetor de estados é dado por $\mathbf{x}_b(t) = [i_{L_b}(t) \ v_{C_b}(t)]^T$. O vetor de saída é $\mathbf{y}_b(t) = v_{bus}(t)$. O vetor de entrada é $\mathbf{u}_b(t) = [v_{pv}(t) \ v_{oc}(t) \ i_{bb}(t)]^T$. Assim, as matrizes são:

$$\mathbf{K}_b = \begin{bmatrix} L_b & 0 \\ 0 & C_b \end{bmatrix} \quad \mathbf{A}_1^b = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{(R_S + R_o)} \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$\mathbf{B}_1^b = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{(R_S + R_o)} & -\frac{R_S}{(R_S + R_o)} \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$\mathbf{C}_1^b = \begin{bmatrix} 0 & \frac{R_o}{(R_S + R_o)} \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$\mathbf{E}_1^b = \begin{bmatrix} 0 & \frac{R_o}{(R_S + R_o)} & \frac{R_o R_S}{(R_S + R_o)} \end{bmatrix} \quad (5)$$

Onde, $\mathbf{A}_1^b, \mathbf{B}_1^b, \mathbf{C}_1^b$ e $\mathbf{E}_1^b$ são respectivamente: a matriz de estados, a de controle, a de saída e a de transmissão direta para a etapa 1. As

matrizes que representam as equações dinâmicas do conversor para a etapa 2, fazendo $j = 2$, são vistas a seguir. Nessa etapa de operação a chave S_b está bloqueada e o diodo D_b está polarizado diretamente. Para ambos os conversores essa fase é desmagnetizante. O intervalo de tempo de duração é $[DT, T]$, considerando apenas operação no modo de condução contínua de corrente (CCM).

$$\mathbf{A}_2^b = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{(R_S + R_o)} \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$\mathbf{B}_2^b = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{(R_S + R_o)} & \frac{R_S}{(R_S + R_o)} \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$\mathbf{C}_2^b = \begin{bmatrix} 0 & \frac{R_o}{(R_S + R_o)} \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$\mathbf{E}_2^b = \begin{bmatrix} 0 & \frac{R_o}{(R_S + R_o)} & \frac{R_o R_S}{(R_S + R_o)} \end{bmatrix} \quad (9)$$

De acordo com Erickson and Maksimovic (2007), considerando as frequências naturais do sistema, e as frequências dos sinais de entrada muito menores do que a frequência de chaveamento, o vetor de estados em regime permanente $\mathbf{X}_b$, e o vetor de saída $\mathbf{Y}_b$, podem ser obtidos a

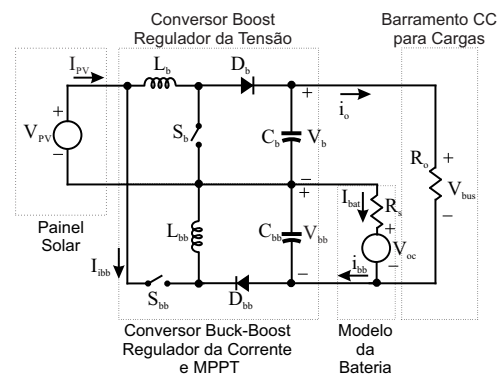


Figura 2: Topologia proposta de arquitetura empilhada com barramento distribuído.

partir da equação (10), considerando $d(t) = D$ e $\mathbf{U}_b$.

$$\begin{cases} \mathbf{X}_b = -(\mathbf{A}^b)^{-1} \mathbf{B}^b \mathbf{U}_b \\ \mathbf{Y}_b = (-\mathbf{C}^b (\mathbf{A}^b)^{-1} \mathbf{B}^b + \mathbf{E}^b) \mathbf{U}_b \end{cases} \quad (10)$$

Onde,

$$\begin{cases} \mathbf{A}^b = D\mathbf{A}_1^b + (1-D)\mathbf{A}_2^b \\ \mathbf{B}^b = D\mathbf{B}_1^b + (1-D)\mathbf{B}_2^b \\ \mathbf{C}^b = D\mathbf{C}_1^b + (1-D)\mathbf{C}_2^b \\ \mathbf{E}^b = D\mathbf{E}_1^b + (1-D)\mathbf{E}_2^b \end{cases} \quad (11)$$

Substituindo as equações de (2)-(5) e (6)-(9) em (11), e aplicando o resultado em (10). Considerando, ainda, $\mathbf{X}_b = [I_{L_b} \ V_{C_b}]^T$, o vetor de saída   $\mathbf{Y}_b = [V_{bus} \ I_{bb}]^T$, o vetor de entrada   $\mathbf{U}_b = [V_{pv} \ V_{oc} \ I_{bb}]^T$. Resulta nas equações (12) e (13)

$$\mathbf{X}_b = \begin{bmatrix} \frac{(1-D)V_{oc} + V_{pv}}{(R_S + R_o)(D-1)^2} \\ -\frac{V_{pv}}{(D-1)} \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$\mathbf{Y}_b = \frac{-R_o(V_{oc} + V_{pv} - DV_{oc})}{(R_S + R_o)(D-1)} \quad (13)$$

De acordo com Erickson and Maksimovic (2007), as equações de estados do modelo CA de pequenos sinais são definidas em (14), onde $(\hat{\nu})$ é a perturbação na variável qualquer (ν) , e $\hat{\mathbf{u}}^b(t) = [\hat{\mathbf{u}}^b(t) \ \hat{d}(t)]^T$. As perturbações em torno do ponto de operação devem ser pequenas de modo que $\|\mathbf{U}\| \gg \|\hat{\mathbf{u}}(t)\|$, $D \gg \|\hat{d}(t)\|$, $\|\mathbf{X}\| \gg \|\hat{\mathbf{x}}(t)\|$ e $\|\mathbf{Y}\| \gg \|\hat{\mathbf{y}}(t)\|$.

$$\begin{cases} \dot{\hat{\mathbf{x}}}^b(t) = \mathbf{A}_p^b \hat{\mathbf{x}}^b(t) + \mathbf{B}_p^b \hat{\mathbf{u}}^b(t) \\ \hat{\mathbf{y}}^b(t) = \mathbf{C}_p^b \hat{\mathbf{x}}^b(t) + \mathbf{E}_p^b \hat{\mathbf{u}}^b(t) \end{cases} \quad (14)$$

A perturbação do vetor $\mathbf{x}(t)$ e $\mathbf{u}(t)$ resultam no aumento da ordem das matrizes do sistema o que resulta nas equações de 15 a 18, as quais já incluem o ponto de operação.

$$\mathbf{A}_p^b = (\mathbf{K}_i)^{-1} \mathbf{A}^b \quad (15)$$

$$\mathbf{B}_p^b = (\mathbf{K}^b)^{-1} [\mathbf{B}^b (\mathbf{A}_1^b - \mathbf{A}_2^b) \mathbf{X}^b + (\mathbf{B}_1^b - \mathbf{B}_2^b) \mathbf{U}^b] \quad (16)$$

$$\mathbf{C}_p^b = \mathbf{C}^b \quad (17)$$

$$\mathbf{E}_p^b = [\mathbf{E}^b (\mathbf{C}_1^b - \mathbf{C}_2^b) \mathbf{X}^b + (\mathbf{E}_1^b - \mathbf{E}_2^b) \mathbf{U}^b] \quad (18)$$

Resolvendo a equação (14) em torno do ponto de operação para o conversor *boost*, fazendo $(i = b)$, encontra-se o modelo CA de pequenos sinais. Que é dado por (19)-(22).

$$\mathbf{A}_p^b = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{(1-D)}{C_b} \\ \frac{(1-D)}{C_b} & \frac{L_b}{(C_b(R_S + R_o))} \end{bmatrix} \quad (19)$$

$$\mathbf{B}_p^b = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_b} & 0 & 0 & b_{14} \\ 0 & -\frac{1}{C_b(R_S + R_o)} & \frac{R_S(1-2D)}{C_b(R_S + R_o)} & b_{24} \end{bmatrix} \quad (20)$$

$$b_{14} = \frac{V_{pv}}{L_b(1-D)}$$

$$b_{24} = -\frac{V_{pv} + (1-D)V_{oc} + (1-D)R_S I_{bb}}{C_b(R_S + R_o)(1-D)^2}$$

$$\mathbf{C}_p^b = \begin{bmatrix} 0 & \frac{R_o}{(R_S + R_o)} \end{bmatrix} \quad (21)$$

$$\mathbf{E}_p^b = \begin{bmatrix} 0 & \frac{R_o}{(R_S + R_o)} & \frac{R_S R_o}{(R_S + R_o)} & 0 \end{bmatrix} \quad (22)$$

Aplicando-se a Transformada de Laplace em (14). Obt m-se a matriz de funções de transferências, dada por (23). A função de transferência de interesse é a que relaciona razão cíclica $d(s)$ com a tensão de barramento $(v_{bus}(s))$, ou seja, $G_{v_{bus}}(s)$, conforme a equação (24). Onde $\mathbf{I}^b$ é a matriz identidade, com a mesma dimensão da matriz $\mathbf{A}_p^b$.

$$\frac{\mathbf{Y}^b(s)}{\mathbf{U}^b(s)} = \left[\mathbf{C}_p^b (s\mathbf{I}^b - \mathbf{A}_p^b)^{-1} \mathbf{B}_p^b + \mathbf{E}_p^b \right] \quad (23)$$

$$G_{v_{bus}}(s) = k_v \frac{(a_{v1}s + a_{vo})}{b_{v2}s^2 + b_{v1}s + b_{vo}} \quad (24)$$

$$k_v = \frac{R_o}{(R_S + R_o)(D-1)^2}$$

$$a_{vo} = (R_S + R_o)(1-D)^2 V_{pv}$$

$$a_{v1} = -L_b V_i - L_b V_{oc} + D L_b V_{oc}$$

$$b_{vo} = D^2 R_S + D^2 R_o - 2DR_S - 2DR_o + R_S + R_o$$

$$b_{v1} = +L_b$$

$$b_{v2} = C_b L_b R_S + C_b L_b R_o$$

A Figura 3 mostra que a resposta temporal do modelo de pequenos sinais dada pela equação (14) está de acordo com o circuito simulado, cujos parâmetros são dados pela Tabela 2.

3.2 Modelagem do conversor buck-boost como regulador de corrente

Para o conversor *buck-boost* o modelo de espaço de estados é dado por,

$$\begin{cases} \dot{\hat{\mathbf{x}}}^{bb}(t) = \mathbf{A}_p^{bb} \hat{\mathbf{x}}^{bb}(t) + \mathbf{B}_p^{bb} \hat{\mathbf{u}}^{bb}(t) \\ \hat{\mathbf{y}}^{bb}(t) = \mathbf{C}_p^{bb} \hat{\mathbf{x}}^{bb}(t) + \mathbf{E}_p^{bb} \hat{\mathbf{u}}^{bb}(t) \end{cases} \quad (25)$$

Onde, $\mathbf{x}^{bb} = [I_{L_{bb}} \ V_{C_{bb}}]^T$, o vetor de saída   $\mathbf{y}^{bb} = I_{bat}$, o vetor de entrada   $\mathbf{u}^{bb} = [V_{pv} \ V_{oc} \ I_o]^T$. Resolvendo a equação (25) em torno do ponto de operação, encontra-se o modelo CA de pequenos sinais, dado por (26)-(28).

$$\mathbf{A}_p^{bb} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{(1-D)}{C_{bb}} \\ -\frac{(D-1)}{C_{bb}} & -\frac{1}{C_{bb}R_S} \end{bmatrix} \quad (26)$$

$$\mathbf{B}_p^{bb} = \begin{bmatrix} \frac{D}{L_{bb}} & 0 & 0 & bb_{14} \\ 0 & \frac{1}{C_{bb}R_S} & -\frac{1}{C_{bb}} & bb_{24} \end{bmatrix} \quad (27)$$

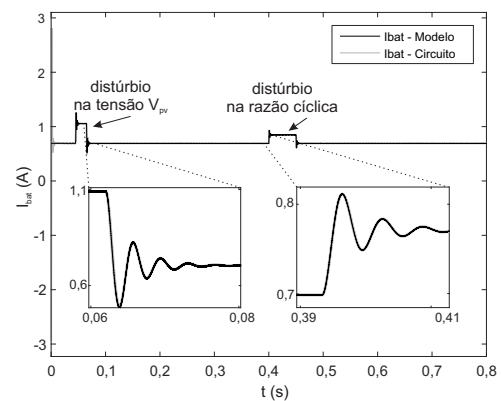


Figura 3: Validação do modelo para o conversor *boost*.

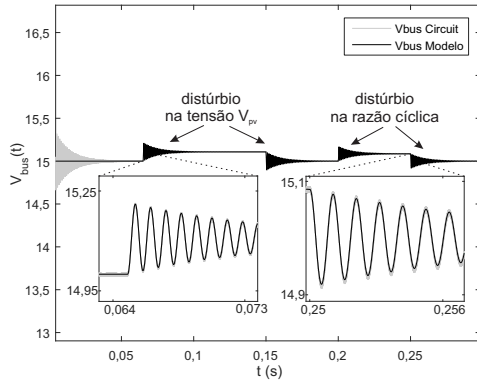


Figura 4: Validação do modelo para o conversor buck-boost.

$$bb_{14} = \frac{V_{pv}}{L_{bb}(1-D)}$$

$$bb_{24} = -\frac{DV_{pv} - (1-D)V_{oc} + (1-D)I_o R_S}{C_{bb} R_S (1-D)^2}$$

$$\mathbf{C}_p^{bb} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{R_S} \end{bmatrix} \quad \mathbf{E}_p^{bb} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{R_S} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (28)$$

A função de transferência de interesse é a que relaciona a razão cíclica com a corrente na bateria ($i_{bat}(s)$), ou seja, $G_{ibat}(s)$, dada na equação (29).

$$G_{ibat}(s) = k_i \frac{(a_{i1}s + a_{io})}{c_{i2}s^2 + c_{i1}s + c_{io}} \quad (29)$$

$$k_i = \frac{1}{R_S(D-1)^2}$$

$$a_{io} = R_S V_{pv} + D^2 R_S V_{pv} - 2DR_S V_{pv}$$

$$a_{i1} = L_{bb} V_{oc} - DL_{bb} V_{oc} - DL_{bb} V_{pv} - I_o L_{bb} R_S + DI_o L_{bb} R_S$$

$$c_{io} = R_S D^2 - 2R_S D + R_S$$

$$c_{i1} = L_{bb}$$

$$c_{i2} = C_{bb} L_{bb} R_S$$

A Figura 4 mostra que a resposta temporal do modelo de pequenos sinais dada pela equação (25) está de acordo com o circuito simulado, cujos parâmetros são dados pela Tabela 2.

4 Projeto do sistema de controle

Nessa seção é apresentada o projeto do sistema de controle para os conversores do EPS. As plantas foram discretizadas usando o retentor de ordem zero (ZoH). Foi incluído um atraso de implementação na planta discretizada e realizada a transformação conforme, convertendo a planta para o plano W. Assim, o projeto dos controladores foi realizado usando as técnicas de projeto no domínio da frequência. Foi utilizado o método de avanço e atraso de fase para a sintonia dos controladores. O amortecimento para pequeno sobressinal máximo de aproximadamente 10% (Buso and Mattavelli, 2006) foi adotado para o projeto dos controladores. Por fim, usando novamente ZoH, os controladores foram discretizados.

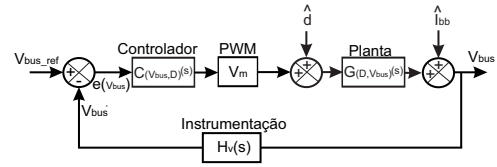


Figura 5: Diagrama de blocos do sistema de controle para o conversor boost.

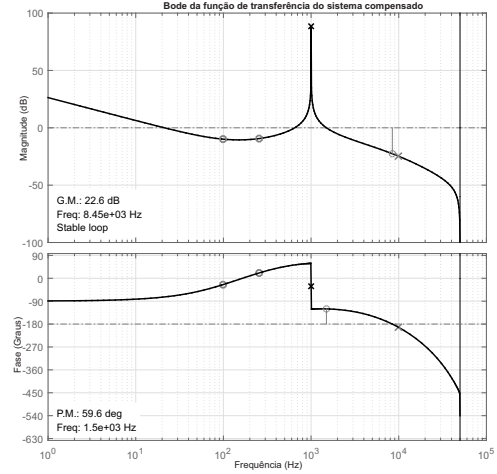


Figura 6: Projeto do controlador de tensão do conversor boost.

4.1 Controle de tensão do conversor boost

Como mostrado na Figura 5, o sistema de controle da tensão do barramento CC para as cargas do Cubesat é composto de uma malha de realimentação simples, onde $C_{vbus}(s)$   o compensador, V_m   o ganho do modulador por largura de pulso (PWM), $H_v(s)$   o ganho do sistema de instrumentação de tensão e $G_{vbus}(s)$   a planta. A tensão de referência   fixa, assim, um controlador proporcional-integral (PI)   suficiente. Para evitar sobressinal no barramento CC, um coeficiente de amortecimento (ζ) próximo de 0,7 é requerido, assim, para atingir a margem de fase próxima a 60°   necessário a inclusão de um controlador proporcional-derivativo (PD). Logo um controlador proporcional-integral-derivativo (PID) foi escolhido para controle da tensão do barramento CC distribuído para as cargas do CubeSat. A equação 30 mostra a função de transferência de malha aberta que será usada para o projeto do compensador.

$$T_v(s) = H_v(s)V_m G_{(vbus,D)}(s) \quad (30)$$

4.2 Controle de corrente do conversor buck-boost

Como mostrado na Figura 7, o sistema de controle de corrente de carga das baterias é formado por um laço simples, onde $C_{ibat}(s)$   o compensador, $H_i(s)$   o ganho do sensor de instrumentação de corrente e $G_{ibat}(s)$   a planta. O algoritmo Perturba e observa (P&O) foi utilizado para

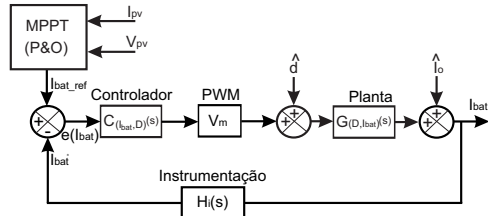


Figura 7: Diagrama de blocos do sistema de controle para o conversor *buck-boost*.

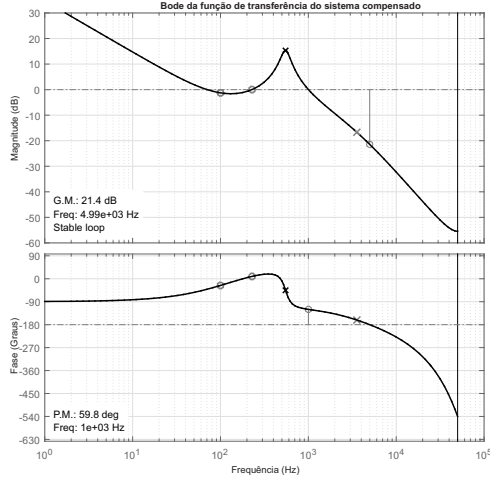


Figura 8: Projeto do controlador de corrente do conversor *buck-boost*.

perturbar a corrente de referência para carga das baterias. A corrente de referência é dada pelo algoritmo de MPPT. Considera-se a frequência de variação da corrente de referência muito menor do que a frequência de chaveamento. Com isso, um controlador proporcional-integral (PI) é suficiente. Para sintonizar o compensador e evitar sobressinal de corrente, um coeficiente de amortecimento (ζ) próximo de 0,7 é requerido, assim, para atingir a margem de fase próxima a 60° é necessário a inclusão de um controlador proporcional-derivativo (PD). Logo um controlador proporcional-integral-derivativo (PID) foi escolhido para controle da corrente de carga das baterias do CubeSat. A equação 31 mostra a função de transferência de malha aberta que será usada para o projeto do compensador.

$$T_i(s) = H_i(s)V_m G_{(i_{bat}, D)}(s) \quad (31)$$

5 Exemplo de Projeto

Um protótipo do circuito da Figura 2, foi implementado e foram obtidos alguns resultados para comprovar o funcionamento do sistema proposto. A Tabela 2, mostra os parâmetros utilizados no projeto do protótipo. Os requisitos de margem de fase e amortecimento são definidos pela dinâmica da carga. Tanto para o conversor *boost* quanto para o conversor *buck-boost*, considera-se

Tabela 2: Parâmetros dos conversores

Componentes	boost	buck-boost
Chaves S_b e S_{bb}	IRF540N	IRF540N
Diodos (todos)	1N5822	1N5822
Indutor	110 μ H	47 μ H
Capacitor	100 μ F	680 μ F
f	100 kHz	100 kHz
V_{bus}	15 V	-
I_{bat}	-	1,2 A
f_{co}	1,5 kHz	1 kHz
MF	59,6 $^\circ$	59,8 $^\circ$
$H_i(s)$	-	1
$H_v(s)$	1	-
V_m	1	1

que as dinâmicas são lentas. É usual para conversores CC-CC a escolha da margem de fase próxima a 60° e frequência de cruzamento por zero em malha aberta uma década abaixo da frequência de chaveamento (Erickson and Maksimovic, 2007). Essa última recomendação não pôde ser atendida devido ao projeto do conversor, ou seja, os componentes armazenam muita energia de modo que não é possível ajustar o controle em $f/10$.

Para o conversor *boost* a função de transferência é dada por (32). E o compensador foi sintonizado e discretizado com o auxílio do Matlab, o que resultou na equação (33). O método utilizado para sintonia dos compensadores foi realizado conforme (Erickson and Maksimovic, 2007).

$$G_{vbus}(s) = \frac{-0,002382s + 1,36 \cdot 10^6}{0,002s^2 + 0,0001s + 7,929 \cdot 10^4} \quad (32)$$

$$C_{vbus}(z) = 0.3609 \frac{(z - 0.9943)(z - 0.9852)}{(z - 1)(z - 0.5366)} \quad (33)$$

Para o conversor *buck-boost*, a função de transferência é dada por (34). E o controlador foi sintonizado e discretizado com o auxílio do Matlab, o que resultou na equação (35).

$$G_{ibat}(s) = \frac{-2,3 \cdot 10^{-5}s + 6,8}{5,6 \cdot 10^{-8}s^2 + 4,7 \cdot 10^{-5}s + 0,7} \quad (34)$$

$$C_{ibat}(z) = 0.9411 \frac{(z - 0.9937)(z - 0.9822)}{(z - 1)(z - 0.7436)} \quad (35)$$

6 Resultados Experimentais

Nessa seção serão mostrados resultados experimentais para comprovação do funcionamento dos projetos da arquitetura proposta. Um protótipo de laboratório foi implementado utilizando os componentes descritos na Tabela 2. Os controladores foram implementados em DSP TMS320F2835. Os dados de corrente e tensão foram obtidos usando o osciloscópio MDO4054-3 da Tektronix. Esses dados foram importados para Matlab e geradas as Figuras 9 e 10. As Figuras 9 e 10 mostram o funcionamento dos compensadores perante uma variação de carga de 50%. Na

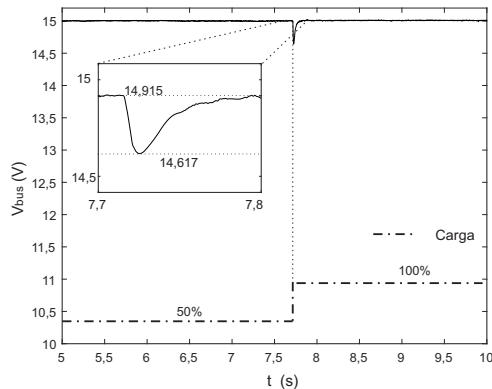


Figura 9: Resultado experimental do controlador do conversor *boost*.

Figura 9 observa-se que o subsinal, devido a variação da carga de (50% para 100%), foi de aproximadamente 0,3 V, que está compreendido dentro da faixa do erro em regime permanente de 2%, logo, o tempo de acomodação pode ser desconsiderado. Na Figura 10 observa-se que o subsinal, devido a variação da carga de (50% para 100%), foi de aproximadamente 0,2 A e o tempo de acomodação foi de aproximadamente 0,7 segundos. Os resultados estão de acordo com o projeto dos controladores.

7 Conclusões

Nesse trabalho foi proposta uma arquitetura de EPS cujos conversores regulador de tensão do barramento e regulador de carga das baterias estão conectados de forma empilhada. Isto permite que o EPS extraia a maior energia disponível das células do arranjo fotovoltaico (PV) durante o período de irradiação, funcionando como um sistema MPPT. Permite também, que as baterias sejam conectadas diretamente ao barramento CC durante o período de eclipse, funcionando como um sistema DET. Com isso, otimiza-se ambas as condições de operação do EPS. Os conversores foram modelados utilizando o modelo médio por espaço de estado. Os controladores digitais foram implementados em DSP. Verificou-se o seu funcionamento por meio de um protótipo. Os resultados experimentais validam a modelagem e o procedimento de projeto dos controladores de tensão do barramento CC e o controle de corrente para a carga da bateria.

Agradecimentos

Os autores agradecem a Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Ensino Superior (CAPES) e ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq proc.309214/2013-0) pelo apoio financeiro. Os autores agradecem a Universidade Federal de Santa Maria - UFSM e

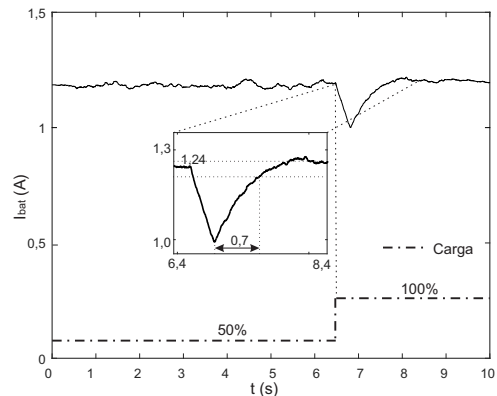


Figura 10: Resultado experimental do controlador de corrente do conversor *buck-boost*.

ao Centro Regional Sul do Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais - CRS/INPE.

Referências

- Buchen, E. and DePasqual, D. (2014). Nano/microsatellite market assessment, *SpaceWorks Enterprises, Inc. (SEI)* p. 18.
- Burt, R. (2011). *Distributed electrical power system in cubesat applications*, Master's thesis.
- Buso, S. and Mattavelli, P. (2006). *Digital Control in Power Electronics*, Morgan & Claypool.
- Doering, J. T. (2009). *Development of a reusable cubesat satellite bus architecture for the spacecraft*, Master's thesis, University of Kentucky.
- Erickson, R. W. and Maksimovic, D. (2007). *Fundamentals of power electronics*, Springer Science & Business Media.
- Farahani, G. and Taherbaneh, M. (2011). Extracting best reliable scheme for electrical power subsystem (eps) of satellite, *Proc. 5th Int Recent Advances in Space Technologies (RAST) Conf*, pp. 532–537.
- Luo, S. (2005). A review of distributed power systems part i: DC distributed power system, *IEEE Aero El Sys Mag* **20**(8): 5–16.
- Mattos, E. (2016). *Concepção e análise de um sistema de energia para picosatélites*, Master's thesis, Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria.
- Ramamurthy, A. (2009). Flexible digital electrical power system design and modeling for small satellites.