

GESEP – Gerência de Especialistas em Sistemas Elétricos de Potência



Título:

Modelagem, Simulação e Construção de um Conversor Boost Utilizado Controle por Planificação (Flatness Control)

Autores:

SANTOS, G. V. ; PEREIRA, H. A.

Publicado em:

XIX Congresso Brasileiro de Automática

Data da publicação:

2012

Citação para a versão publicada:

SANTOS, G. V. ; PEREIRA, H. A. Modelagem, Simulação e Construção de um Conversor Boost Utilizado Controle por Planificação (Flatness Control). In: CBA, 2012, Campina Grande. XIX Congresso Brasileiro de Automática, 2012.

MODELAGEM, SIMULAÇÃO E CONSTRUÇÃO DE UM CONVERSOR BOOST UTILIZANDO CONTROLE POR PLANIFICAÇÃO (FLATNESS CONTROL)

GUILHERME V. SANTOS, HEVERTON A. PEREIRA

*Gerência de Especialistas em Sistemas Elétricos de Potência, Departamento de Engenharia Elétrica,
Universidade Federal de Viçosa
Avenida Peter Henry Rolfs, s/n, Campus Universitário, CEP: 36570-000, Viçosa, MG*

E-mails: guilherme.vianna.santos@gmail.com, heverton.pereira@ufv.br

Abstract— In most of control techniques the purpose is to find a linear mathematical model to obtain the dynamic inverse solution. But in more complex systems just the linearization method is not enough to solve the control problem. A new system class was created and named after “plain system”, to this class the estate trajectory of a nonlinear system can be completely characterized by its outputs, called plain outputs, and with its successive derivatives. The main advantage of using plain outputs instead of the usual outputs of the system is the perfect knowledge of the estate trajectory and the command extents evolution, even in transitory regime, if the trajectories conditions are properly established. For a converter boost you can consider that the stored energy in the inductance is small when compared to the energy present in the capacitance, that is considered to be the plain output of the system, indeed the choice of the stored energy in the capacitor as candidate of plain output makes possible the generation of a command to the control of the boost’s power that would make possible the solution of more complex problems of energy management of hybrid sources.

Keywords— Flatness control, converter boost.

Resumo— Na maioria das técnicas de controle o objetivo é definir um modelo matemático linear para a obtenção de uma solução dinâmica inversa. Porém em sistemas complexos somente o método de linearização não é suficiente para solucionar o problema de controle. Assim, uma nova classe de sistema foi criada e chamada de “sistema plano”. Para essa classe a trajetória do estado de um sistema não linear pode ser completamente caracterizada pelas suas saídas, chamadas de saídas planas, e suas derivadas sucessivas. A principal vantagem ao utilizar as saídas planas em relação às saídas convencionais do sistema é o perfeito conhecimento da evolução da trajetória de estado e, das grandezas de comando, mesmo que em regime transitório, se as condições da trajetória estiverem devidamente estabelecidas. Para um conversor *boost* de potência considera-se que a energia armazenada na indutância é pequena em relação à energia presente na capacitância sendo essa considerada a saída plana do sistema. De fato a escolha da energia armazenada no capacitor como candidata de saída plana possibilita a geração de um comando para o controle da potência do *boost* que possibilita a resolução de problemas mais complexo de gestão de energia em fontes híbridas.

Palavras-chave— Controle por planificação, Flatness Control, conversor boost.

1 Introdução

De forma clássica, as técnicas de controle consistem em conhecer o inverso do modelo dinâmico do sistema que se pretende controlar. O modelo inverso do sistema é usado para obter os estados de saídas através dos estados de entradas.

Na maioria das técnicas de controle o objetivo é encontrar um modelo matemático para a obtenção da solução dinâmica inversa do sistema, pois a dinâmica inversa possibilita o controle em malha fechada. De forma geral, lineariza-se o sistema em torno de um ponto de funcionamento para a aplicação dos métodos de controle linear.

Em sistemas mais complexos somente o método de linearização não é suficiente para solucionar o problema de controle. Para resolução desse problema, uma nova classe de sistema chamado de “sistema plano” foi apresentada em 1992 por M. Fliess, J. Lévine, P. Martin et P. Rouchon (Fliess, 1992), no qual a trajetória do estado de um sistema não linear pode ser completamente caracterizada pelas suas saídas, chamadas de saídas planas, e com suas derivadas sucessivas.

1.1 Definição do controle por planificação

Um sistema plano é aquele onde todas as variáveis de estado e variáveis de comando podem ser expressas em função da saída plana bem como um número finito de suas derivadas sem integração das equações diferenciais (Fliess, 1992)(Shahin, 2010).

O comportamento dos sistemas planos é determinado pela sua saída, sendo possível planificar a trajetória desejada das saídas e determinar o controle do sistema.

$$\dot{x} = f(x, u); x \in R^m \text{ Com } m \text{ entradas } u, u \in R^m \quad (1)$$

O sistema é dito plano se existir uma saída plana Y de dimensão m e dois inteiros r e s que possam ser aplicados na forma de (2), (3) e (4).

$$y = (y_1, y_2, y_3, \dots, y_m) = \vartheta(x, u, \dot{u}, \dots, u^{(s)}) \quad (2)$$

$$x = \varphi(y, \dot{y}, \dots, y^{(r)}) \quad (3)$$

$$u = \psi(y, \dot{y}, \dots, y^{(r+1)}) \quad (4)$$

Todo comportamento dinâmico do sistema é dado pelas suas saídas. Qualquer trajetória do sistema será definida por (5) e (6):

$$x = \varphi(y, \dot{y}, \dots, y^{(r)}) \quad (5)$$

$$u = \psi(y, \dot{y}, \dots, y^{(r+1)}) \quad (6)$$

A dimensão da saída plana é igual ao número de comandos do sistema. Não existe uma parametrização única da saída, sempre se pode achar saídas planas procedendo de uma interpretação física do sistema. (Martin, 1999)

2 Controle por planificação.

O controle por planificação é feito por meio de uma trajetória que levará o sistema de um estado inicial até o estado final.

2.1 Gerando a trajetória (Malha aberta)

Considere um sistema caracterizado por uma função regular f com n entradas, $u \in \mathbb{R}^n$ dada por (1).

Chama-se trajetória do sistema todas as funções regulares $I \ni t \rightarrow (x(t), u(t)) \in \mathbb{R}^n \times \mathbb{R}^m$ que satisfaçam (4) em um intervalo não vazio $I \in \mathbb{R}$. O sistema definido por (1) e (4) é dito controlável em um tempo $T > 0$, se e somente se, para p e $q \in \mathbb{R}^n$, existir uma lei horária $[0, T] \ni t \rightarrow u(t) \in \mathbb{R}^n$ chamada de comando em malha aberta, que levara o sistema do estado $x(0) = p$ ao estado $x(T) = q$ de acordo com a solução do problema de Cauchy (PVI, Problema de valor inicial).

$$\begin{cases} x(0) = p \\ \dot{x} = f(x, u(t)) & \text{para } t \in [0, T] \\ x(T) = q \end{cases} \quad (7)$$

O sistema é dito controlável para $T > 0$ (Martin, 1999).

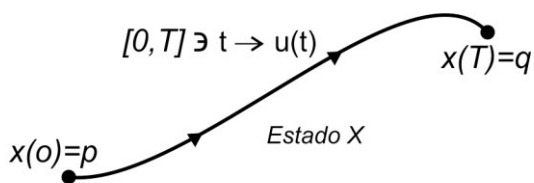


Figura 1. Planificação da trajetória

Como ilustrado na Figura 1, o controle do sistema é uma propriedade natural das leis que regem o seu modelo. O comando em malha aberta $t \in [0, T] t \rightarrow u(t)$ não é único. A determinação do comando em malha aberta $t \in [0, T] t \rightarrow u(t)$ com o conhecimento de f, p e q é chamada de planificação da trajetória (Martin, 1999).

De maneira geral, não é fácil encontrar uma trajetória de um sistema. O efeito da aplicação $t \rightarrow (x(t), u(t))$ no geral não é uma solução de $\dot{x} = f(x, u)$ (Laroche, 2005). Entretanto, para um

sistema que se pode conhecer a saída plana y , todas as trajetórias são da forma apresentada por (3) e (4).

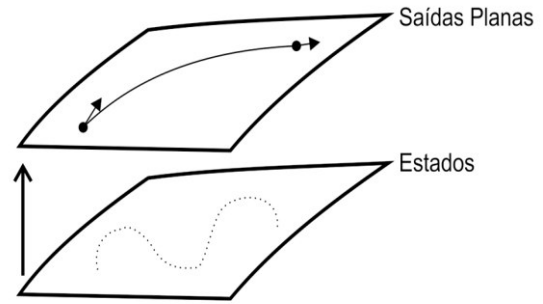


Figura 2. Correspondência entre a trajetória

Dessa forma qualquer função do tempo $t \in [0, T] t \rightarrow y(t)$ fornece uma trajetória do sistema $\exists t \rightarrow (x(t), u(t))$, Figura 2. Existindo assim uma correspondência biunívoca entre as trajetórias do sistema e as saídas planas (Laroche, 2005).

2.2 Planificação da trajetória sem restrição.

Como dito anteriormente, as condições de planificação são observadas quando todas as variáveis do sistema podem ser expressas em função de suas saídas planas em um número finito de suas derivadas e que as equações diferenciais possam ser identificadas igualmente. A planificação da trajetória consiste em construir uma trajetória das saídas planas que evitem a integração das equações diferenciais do sistema e que levem em consideração as condições iniciais e finais. A partir (2) pode-se definir que a trajetória será da forma de (3) e (4).

Como os valores iniciais e finais de x e u são dados, a subjetividade de (φ, ψ) permitem determinar os valores iniciais e finais de $(y, \dot{y}, \dots, y^{(r+1)})$. Desta forma é preciso achar uma trajetória $t \rightarrow y(t)$ a menos de $(r + 1)$ vezes derivável que satisfaça suas condições iniciais e finais, pois x e u são deduzidas de y e de suas derivadas até a ordem $(r + 1)$ em (3).

Pelo fato de não haver nenhuma integração das equações diferenciais pode-se construir a trajetória por meio de interpolação polinomial e dessa forma o comando obtido por (6) pode ser aplicado ao sistema. Esse método define um comando em malha aberta, pois não utiliza nenhuma medida de funcionamento do sistema para uma retro alimentação (Lévine, 2003). Para se construir uma trajetória em um caso geral, teríamos que considerar as condições iniciais em t_i (8) e as condições finais t_f (9) que resultam num total $2(r + 2)$ condições em cada componente m de y .

Instante t_i :

$$y_1(t_i), \dots, y_1^{(r+1)}(t_i), \dots, y_m(t_i), \dots, y_m^{(r+1)}(t_i) \quad (8)$$

Instante t_f :

$$y_1(t_f), \dots, y_1^{(r+1)}(t_f), \dots, y_m(t_f), \dots, y_m^{(r+1)}(t_f) \quad (9)$$

Para (y_1, \dots, y_m) na forma de polinômios m em relação ao tempo, cada dois comportará no mínimo $2(r+2)$ coeficientes para satisfazer as condições finais e iniciais (Payman, 2009).

Para uma simplificação do problema pode ser obtido uma trajetória em um caso particular importante, conhecida como trajetória parada-parada. Nesta trajetória o sistema está em repouso na partida e na chegada.

2.3 Trajetória parada-parada.

Se os pontos de partida $(x(t_i), u(t_i))$ e de chegada $(x(t_f), u(t_f))$ são os pontos de equilíbrio, tem-se uma simplificação considerável do sistema de equações para a determinação da trajetória, pois as derivadas de x e u nos instantes t_i e t_f são nulas bem como suas derivadas sucessivas, de forma que $y(t_i)$ e $y(t_f)$ são também pontos de equilíbrio para o sistema. Com as equações (5) e (6) obtêm-se (10) e (11).

$$\begin{cases} x(t_i) = \varphi(y(t_i), 0, \dots, 0), \\ u(t_i) = \psi(y(t_i), 0, \dots, 0) \end{cases} \quad (10)$$

$$\begin{cases} x(t_f) = \varphi(y(t_f), 0, \dots, 0), \\ u(t_f) = \psi(y(t_f), 0, \dots, 0) \end{cases} \quad (11)$$

Por meio de uma interpolação polinomial e as substituições de todas as derivadas por zero em t_i e t_f podemos obter então a trajetória parada-parada na forma de (12) (Lévine, 2003) (Laroche, 2005) (Payman, 2009):

$$y_j(t) = y_j(t_i) + (y_j(t) - y_j(t_i)) \left(\frac{t-t_i}{T}\right)^{r+2} \sum_{k=0}^{r+1} a_{jk} \left(\frac{t-t_i}{T}\right)^k \quad (12)$$

$$T = t_f - t_i, \quad j = 1, 2, \dots, m$$

Com $a_{j0}, \dots, a_{j(r+1)}$ solução de:

$$\begin{pmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ r+2 & r+3 & \dots & 2r+3 \\ (r+1)(r+2) & (r+2)(r+3) & \dots & (2r+2) \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ (r+2)! & \frac{(r+3)!}{2} & \dots & \frac{(2r+3)!}{(r+2)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_{j0} \\ \vdots \\ a_{j,r+1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{pmatrix} \quad (13)$$

Como consequência todas derivadas de y devem ser nulas no ponto de equilíbrio, pode-se acrescentar um número finito e arbitrário de condições iniciais e finais nulas nas derivadas de ordem superior a $(r+1)$ sem mudar os pontos de equilíbrio da partida e chegada. Dessa maneira aumenta-se a regularidade da trajetória transformando numa curva mais suave na partida e na chegada (Payman, 2009).

2.4 Planificação da trajetória com restrição

Na planificação da trajetória teremos dois tipos de restrições: Restrição geométrica, onde a saída plana não deve sair de certo domínio de espaço, e Restrições quantitativas em certa posição, velocidade, aceleração, entre outras (Lévine, 2003). As restrições da trajetória são impostas para assegurar o fun-

cionamento desejado do sistema e podem ser determinadas através de uma curva que satisfaça as condições iniciais e finais além de limitar o sistema às condições restritas.

No caso para conversores estáticos a planificação de trajetória com restrição requer uma estimação da carga. Uma trajetória polinomial $y_p(t)$ é frequentemente utilizada para levar a saída plana de uma referência de estado inicia $y_{inicial}$ até um estado final y_{final} em um tempo finito T_p definindo o intervalo $[t_i, t_i + T_p]$ (Payman, 2007) (Zandi, 2010).

Em trabalhos desenvolvidos (Zandi, 2010) (Payman, 2009) a trajetória para um conversor Boost pode ser definida com as restrições físicas a seguir:

- A transição entre dois pontos de equilíbrio.
- Corrente da indutância limitada a um valor máximo.

O objetivo esperado pela trajetória é:

$$\begin{cases} y_{ref} = \frac{1}{2} CV_{sref}^2 + \frac{1}{2} LI_{ref}^2 = \frac{1}{2} \left(CV_{sref}^2 + L \left(\frac{V_{sref}^2}{R_{ch} V_e} \right)^2 \right) \\ y_p(t) = \sum_{j=0}^k a_j (t-t_i)^j \end{cases} \quad (14)$$

Sendo R_{ch} e V_{sref} a resistência da carga e a tensão referencia de saída do conversor.

Suponha um instante inicial onde o conversor estático não estava sendo comandado, ciclo de trabalho igual à zero, as energias iniciais e finais do sistema podem ser dadas por (15). (Zandi, 2010)

$$\begin{cases} y_{ref} = y_{final} = \frac{1}{2} CV_{sref}^2 + \frac{1}{2} LI_{ref}^2 \\ y_{inicial} = \frac{1}{2} \left(L \left(\frac{V_e}{R_{ch}} \right)^2 + CV_e^2 \right) = \frac{1}{2} V_e^2 \left(\left(\frac{L}{R_{ch}^2} \right) + C \right) \end{cases} \quad (15)$$

A trajetória polinomial $y_p(t)$ de ordem cinco e válida no intervalo $[t_i, t_i + T_p]$ é dada por (16).

$$y_p(t) = a_0 + a_1(t-t_i) + a_2(t-t_i)^2 + a_3(t-t_i)^3 + a_4(t-t_i)^4 + a_5(t-t_i)^5 \quad (16)$$

Com as condições iniciais e finais das saídas planas e suas derivadas, escreve-se (17):

$$\begin{cases} y_p(0) = y_{inicial} \\ \dot{y}_p(0) = 0 \\ \ddot{y}_p(0) = 0 \\ y_p(T_p) = y_{final} \\ \dot{y}_p(T_p) = 0 \\ \ddot{y}_p(T_p) = 0 \end{cases} \quad (17)$$

Os coeficientes de $y_p(t)$ serão encontrados com a resolução das equações (16) e (17). A solução polinomial permite garantir a trajetória do tipo Parada-

Parada em um período T_p . Entretanto apesar de ser uma solução clássica ela possui um inconveniente, o calculo dos coeficientes para cada evento das condições iniciais, que só poderá ser feito após o término de uma janela temporal, porém a trajetória pode ser recalculada dentro dessa janela. Essa nova trajetória não será do tipo parada-parada, fato que exige um esforço computacional muito elevado.

No lugar do sistema de planejamento da trajetória utiliza-se um filtro de segunda ordem de ganho unitário, com amortecimento e frequência de corte baseado no desempenho dinâmico esperado para atender as malhas de energia e de potência (Zandi, 2010).

2.5 Acompanhamento da trajetória (Malha Fechada)

Um sistema plano em malha aberta não contem pontos de singularidades, entretanto o acompanhamento da trajetória só ocorrerá se o sistema for perfeitamente conhecido e modelado. O acompanhamento das trajetórias pode ser obtido ao utilizar o sistema em malha fechada embutido no comando do sistema linear (18) onde v é um vetor comando $v = [v_1 \cdots v_m]^t$ linearizado de forma canônica (Zandi, 2011).

$$\begin{cases} y_1^{r_1+1} = v_1 \\ \vdots \\ y_m^{r_m+1} = v_m \end{cases} \quad (18)$$

Com:

$$v_i = y_{ref}^{r_i+1} + \sum_{j=0}^{r_i} k_{ij} (y_{ref}^j - y_i^j) \quad (19)$$

Onde y é a saída plana (medida no sistema) correspondente ao estado x e a entrada u , e y_{ref} a trajetória de referência da saída plana. Define-se $e_i = y_{ref} - y_i$, $i = 1, 0, \dots, m$ como os componentes do vetor erro e . E k_{ij} é um coeficiente que garanta a estabilidade em malha fechada e faz e_i convergir exponencialmente para zero.

Então, y e todas suas derivadas de ordem $r + 1$ convergem para sua referencia (Lévine, 2003), (Payman, 2009), (Zandi, 2010) e (Zandi, 2011).

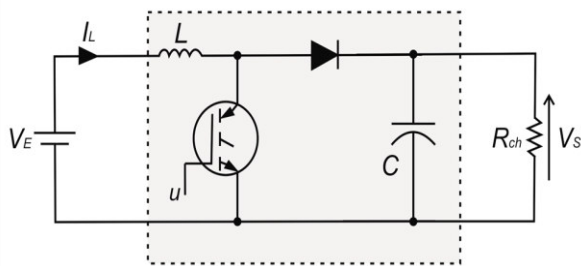


Figura 3. Modelo Boost ideal.

3 Metodologia

3.1 Controle por planificação para o Boost Ideal

Consideremos o *boost* ideal da Figura 3 e a equação (20) que traduz o funcionamento do sistema.

$$\begin{cases} L \frac{dI_L(t)}{dt} = V_E(t) - [1 - d(t)]V_s(t) \\ C \frac{dV_s(t)}{dt} = [1 - d(t)]I_L(t) - \frac{V_s(t)}{R_{ch}} \end{cases} \quad (20)$$

Para aplicar as definições de sistema plano, considerou-se a energia armazenada do sistema como uma candidata a saída plana (Zandi, 2011).

$$y = \frac{1}{2}LI_L^2 + \frac{1}{2}CV_s^2 \quad (21)$$

Derivando y , temos:

$$\dot{y} = LI_L \dot{I}_L + CV_s \dot{V}_s = V_E I_L - \frac{V_s^2}{R_{ch}} \quad (22)$$

Isolando V_s^2 na (22) e aplicando-a na (21) e com algumas manipulações algébricas encontraremos a variável de estado I_L .

$$I_L = \varphi_1(y, \dot{y}) = \sqrt{\frac{1}{4} \left(\frac{CR_{ch}V_E}{L} \right)^2 + \frac{R_{ch}C}{L} \dot{y} + \frac{2}{L} y - \frac{CR_{ch}V_E}{2L}} \quad (23)$$

De forma análoga, isolamos V_s^2 na (22) e aplicamos a equação (23) obtendo assim a segunda variável de estado V_s (Gensior, 2006).

$$V_s = \varphi_2(y, \dot{y}) = \sqrt{R_{ch}(V_E \varphi_1(y, \dot{y}) - \dot{y})} \quad (24)$$

Derivando (22), temos:

$$\ddot{y} = V_E \dot{I}_L - \frac{2\dot{V}_s V_s}{R_{ch}} \quad (25)$$

Fazendo (20) e aplicando (25) temos,

$$\ddot{y} = \frac{V_E}{L} (V_E - [1 - d]V_s) - \frac{2V_s}{R_{ch}C} \left([1 - d]I_L - \frac{V_s}{R_{ch}} \right) \quad (26)$$

Isolando d em (26), teremos.

$$d = \psi(y, \dot{y}, \ddot{y}) = 1 - \frac{V_E^2 R_{ch}^2 C + 2L\varphi_2^2(y, \dot{y}) - \ddot{y} R_{ch}^2 CL}{R_{ch}\varphi_2(y, \dot{y})(2L\varphi_1(y, \dot{y}) + V_E R_{ch}C)} \quad (27)$$

Por (2), (3), (4), (23), (24) e (27) verificamos que a energia do sistema é uma candidata plana válida. Assim pode-se resumir o comportamento dinâmico do sistema pelo o comportamento das saídas planas e suas derivadas sucessivas. A principal vantagem de utilizar as saídas planas em relação às saídas convencionais do sistema é a evolução da trajetória de estado e das grandezas de comando serem perfeitamente conhecidas, mesmo em regime transitório, se as condições da trajetória estiverem estabelecidas.

Se o sistema for perfeitamente conhecido, a escolha da trajetória para a saída plana é suficiente para gerar o comando com (27). O sistema é então controlado em malha aberta (Zandi, 2010).

Em casos de sistemas reais existem vários elementos parasitas e perturbações externas que não são perfeitamente quantizados, provocando erros de modelagem e prejudicando a trajetória da saída plana, seguir sua referência.

Portanto se a modelagem não for muito precisa ou se há muitas perturbações, o sistema ficará completo por uma lei de controle para assegurar o acompanhamento da trajetória de referência. O problema de acompanhar a trajetória consiste, portanto em achar uma lei de controle em malha fechada que garanta que, para uma classe de perturbações dadas, o estado do sistema vai tender assintoticamente à trajetória de referência (Payman, 2009).

3.2 Controle por planificação simplificado para Boost com perda;

Com o boost ilustrado na Figura 3, realizou-se um controle de forma simplificada. A utilização da forma de controle (27) necessita de uma boa estimação dos parâmetros do sistema aumentando a complexidade do mesmo e o tempo de calculo, comprometendo assim o desempenho dinâmico (Payman, 2009).

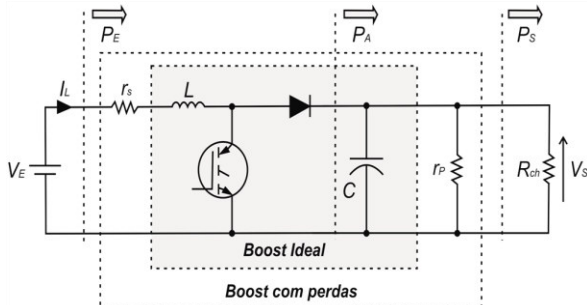


Figura 4. Modelo Boost com perdas concentradas.

Todas as perdas do conversor Boost funcionando em modo de condução contínua (Perdas por corrente de Foucault nos elementos magnéticos, perdas resistiva, perdas de condução e comutação no transistor) podem ser modeladas com mais de 90% por duas resistências não lineares, uma em serie r_s e outra em paralelo r_p acrescentadas ao modelo do boost ideal ilustrado na Figura 4 (Shahin, 2010), (Zandi, 2010).

Nesse trabalho utilizou-se a ideia das perdas concentradas em r_s e r_p constantes em uma primeira análise.

Diferente de (Zandi, 2011), esse trabalho considerou-se que a energia eletromagnética armazenada na indutância é pequena e admitiremos como candidata a saída plana do sistema somente a energia armazenada no capacitor (Payman, 2009).

Por hipótese: $\frac{1}{2}LI_L^2 \ll \frac{1}{2}CV_s^2$. Portanto a candidata à saída plana será a energia eletrostática presente no capacitor.

$$y = \frac{1}{2} CV_s^2 \quad (28)$$

Achando φ_1 :

$$V_s = \varphi(y) = \sqrt{\frac{2y}{C}} \quad (29)$$

Por uma análise física com auxílio da Figura 4 obtemos \dot{y} na (30) e ψ na (31).

$$\dot{y} = P_a - \frac{V_s^2}{r_p} - P_s \quad (30)$$

Fazendo,

$$P_a = \dot{y} + \frac{V_s^2}{r_p} + P_s \quad (31)$$

$$P_a = P_E - r_s \left(\frac{P_E}{V_s} \right)^2 \quad (32)$$

$$P_E = \psi(y, \dot{y}) = 2P_{a_{max}} \left(1 - \sqrt{1 - \frac{P_a}{P_{a_{max}}}} \right) \quad (33)$$

Com $P_{a_{max}} = \frac{V_E^2}{4r_s}$, P_s : Potência entregue a carga e P_E a potência de entrada do Boost (Dinâmica inversa) podemos verificar que o sistema de modo simplificado também é plano.

Uma lei de controle da forma (34) é necessária para corrigir as perturbações e imperfeições da modelagem (Thounthong, 2010) e garantir o acompanhamento exponencial assintótico da trajetória definida pelas equações (2) e (33).

$$(y_{ref} - y) + 2\xi\omega(y_{ref} - y) + \omega^2 \int (y_{ref} - y) = 0 \quad (34)$$

Para a geração de uma trajetória que saia de um estado de repouso inicial até um segundo estado de repouso final utiliza-se um filtro de segunda ordem de ganho unitário como proposto por (Zandi, 2010). A frequência de amortecimento e pulsação é ajustada de acordo com a dinâmica desejada.

A referência para a malha de controle de energia definida pela equação (34) é ilustrada na Figura 5.

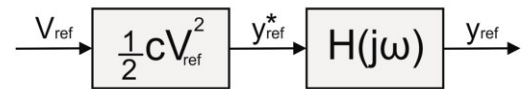


Figura 5. Referência de energia.

O diagrama de bloco do controle por planificação e dado na Figura 6.

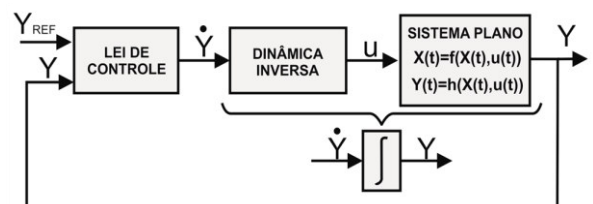


Figura 6. Sistema de controle por planificação.

Como saída do controle de energia obtêm-se a potência de entrada de referência para o Boost. A corrente de entrada desejada é obtida através da divisão entre potência de referência e a tensão de alimentação do Boost (Controle da potência), ilustrado na Figura 7. Controladores de técnicas lineares como PID, PI, avanço de fase entre outros ou controles não lineares *Sliding Mode Control*, histerese podem ser usados.

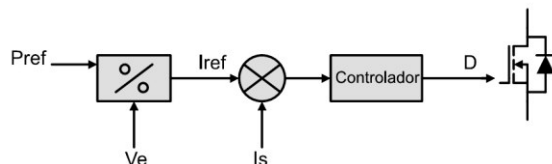


Figura 7. Controlador de Potência/corrente.

4 Resultados.

4.1 Simulações com Fonte de Tensão

A simulação do controle por planificação foi feita para um conversor Boost com os parâmetros de construção da Tabela 1, os componentes semicondutores foram negligenciados e considerados ideais.

Tabela 1– Parâmetros de construção do BOOST

Indutância L	3,5 mH
Capacitância C	825 uF
Resistência seria de entrada Rs	0,1 Ω
Resistência paralela de saída Rp	1 K Ω

A malha de controle foi simulada com entrada degrau de tensão para três trajetórias de dinâmica subamortecida apresentadas nas Figura 8 à Figura 10.

Uma lei de controle dada por (34) com $\xi = 0.9$ e $\omega = 400\text{rad/s}$ foi utilizada para corrigir as perturbações e garantir o acompanhamento da trajetória imposta.

A partir da simulação mostrada na Figura 4 é apresentada a saída plana em relação a sua trajetória de referência, Figura 11. A dinâmica desejada para a trajetória é conhecida, pois é imposta por um filtro clássico de segunda ordem de ganho unitário e com frequência de amortecimento de 0,7 e pulsação de 60rad/s.

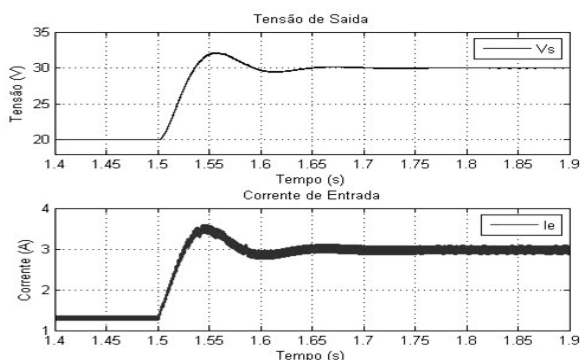


Figura 8. Resposta dinâmica $\xi=0.4$ e $\omega_n = 60 \text{ rad/s}$.

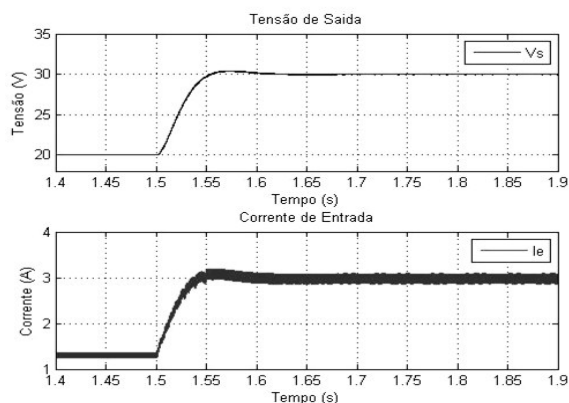


Figura 9. Resposta dinâmica $\xi=0.7$ e $\omega_n = 60 \text{ rad/s}$.

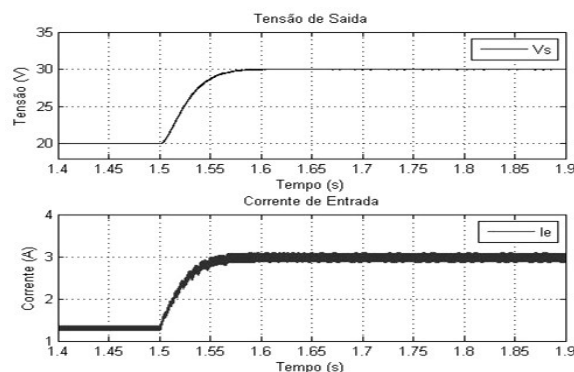


Figura 10. Resposta dinâmica $\xi=0.9$ e $\omega_n = 60 \text{ rad/s}$.

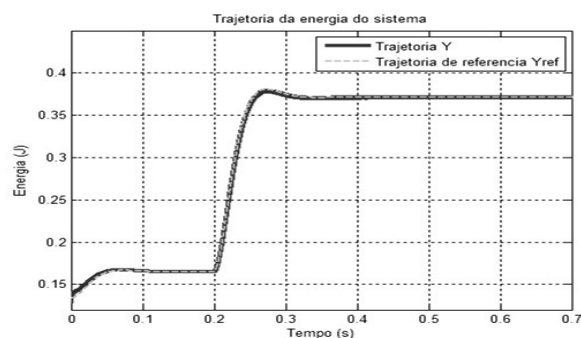


Figura 11. Trajetória da energia do sistema (saída plana).

4.2 Comparação com controlador PI

Para a comparação de desempenho realizou-se a simulação do Boost definido na Tabela 1 comandado pelo controle por planificação proposto com duas malhas (energia e potência) e com um controlador PI com duas malhas (tensão corrente). As bandas passantes dos reguladores de tensão e corrente são idênticas aos reguladores de energia e potência que são respectivamente 400rad/s e 2100rad/s.

Como apresentado na Figura 12 verifica-se que a dinâmica do controle PI é superior ao do controle proposto. Esse fato ocorre, pois a energia armazenada no capacitor é obrigada a seguir a dinâmica da trajetória de referência que possui uma frequência de pulsação que nesse trabalho é fixada em 60rad/s.

De fato a trajetória de referência retarda a dinâmica quando há uma mudança de *set point* de referência, entretanto a dinâmica de regulação de energia é elevada, Figura 13. O comportamento do sistema no regime transitório é perfeitamente controlado e as dinâmicas de controle não dependem do ponto de funcionamento.

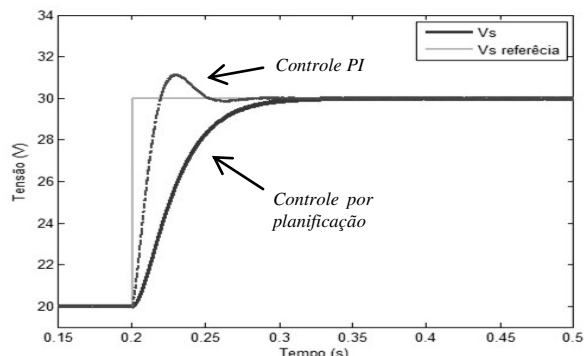


Figura 12. Comparação entre controle por planificação e controle linear PI em uma mudança de setpoint.

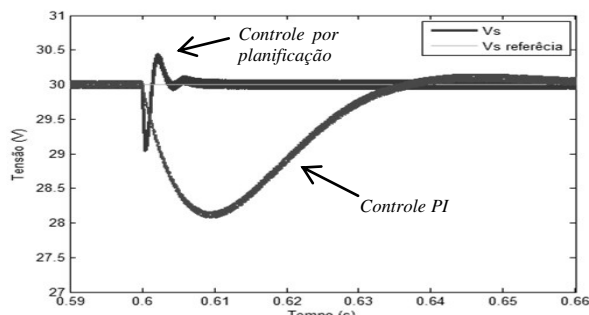


Figura 13. Comparação entre controle por planificação e controle linear PI para um degrau de carga.

4.3 Resultados Experimentais

Os resultados obtidos a seguir correspondem à aplicação prática do controle por planificação simplificado em um *Boost* com perdas concentradas. O controlador utilizado para a malha de corrente foi do tipo não linear *Sliding Mode Control*. O sistema de controle apresentado foi programado em VHDL e gravado na placa FPGA Stratix II EP2S180.

O sistema de controle foi configurado para três comportamentos dinâmicos diferentes que são determinadas pela trajetória estabelecida por um filtro clássico de ganho unitário de segunda ordem.

Nas figuras subsequentes observa-se a resposta a um degrau de tensão para o caso de uma trajetória subamortecida com ξ igual a 0,4, 0,7 e 0,9 e com frequência natural $\omega_n = 60 \text{ rad/s}$. Uma lei de controle dado por (34) com $\xi = 0.9$ e $\omega = 400 \text{ rad/sec}$ foi utilizada para garantir o acompanhamento da trajetória imposta.

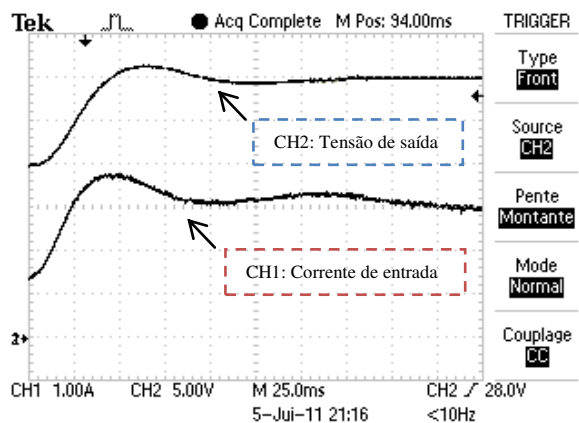


Figura 14. Resposta dinâmica $\xi=0.4$ e $\omega_n = 60 \text{ rad/s}$.

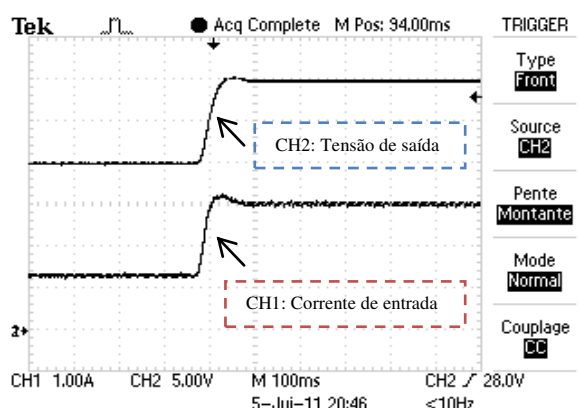


Figura 15. Resposta dinâmica $\xi=0.7$ e $\omega_n = 60 \text{ rad/s}$.

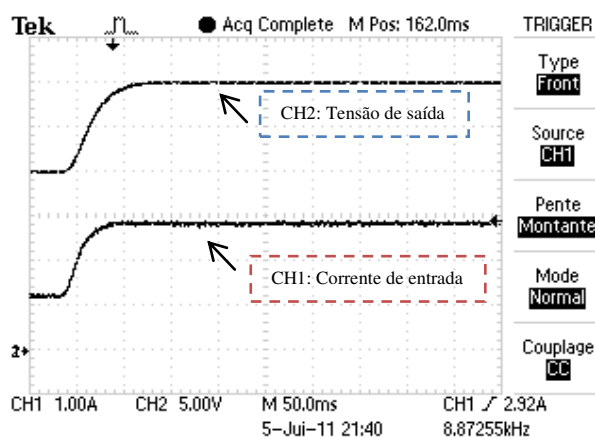


Figura 16. Resposta dinâmica $\xi=0.9$ e $\omega_n = 60 \text{ rad/s}$.

A variação de tensão ocorre de 20 para 30 volts com uma carga fixa de 10 ohms. Na Figura 17 têm-se o comportamento do sistema para uma variação de carga de modo gradativo.

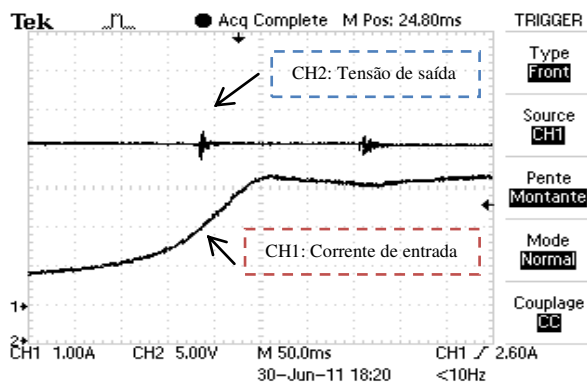


Figura 17. Variação de carga resistiva entre 20 à 6,6 ohms.

5 Conclusões

Nota-se que a energia armazenada no sistema Boost é uma boa candidata para saída plana para o controle por planificação. A principal vantagem de utilizar as saídas planas em relação às saídas convencionais do sistema é o perfeito conhecimento da evolução da trajetória de estado e das grandezas de comando se as condições da trajetória estiverem devidamente estabelecidas. O comportamento do sistema no regime transitório é perfeitamente controlado e as dinâmicas de controle não dependem do ponto de funcionamento. O desempenho do controle proposto se apresenta superior ao controle linear PI.

A determinação da trajetória fornece ao sistema seu comportamento dinâmico. A utilização de um filtro clássico de segunda ordem de ganho unitário forneceu uma boa alternativa para minimizar os esforços computacionais na determinação da trajetória.

Observa-se uma grande simplificação quando se considera a energia total do sistema somente a energia armazenada no capacitor e esta considerada como saída plana. A escolha da energia armazenada no capacitor como candidata para saída plana possibilita a geração de um comando para o controle da potência do Boost que possibilitaria a resolução de problemas mais complexo de gestão de energia em fontes híbridas.

Agradecimentos

Os autores agradecem ao CNPq, FAPEMIG e a CAPES pela assistência e suporte financeiro.

Referências Bibliográficas

- Fliess, M., 1992. Sur les Systèmes non Lineaires Differentiellement Plats. *C.R. Acad. Sci Paris*, Volume 315, pp. 619-624.
- Gensior, A., 2006. On Differential Flatness, Trajectory Planning, Observers, and Stabilization for DC-DC Converters. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 53(9), pp. 2000 - 2010.
- Laroche, B., 2005. Commande par platitude. *Ecole Nationale Supérieur de Technique Avancées*, Volume 1.
- Lévine, J., 2003. Analyse et Commande des Systèmes Non Linéaires. *École des Mines de Paris Centre Automatique et Systèmes*.
- Martin, P., 1999. Systèmes plats: planification et suivi de trajectoires. *École des Mines de Paris Centre Automatique et Système*.
- Payman, A., 2007. Implementation of a Flatness Based Control for a Fuel Cell-Ultracapacitor Hybrid System. *Power Electronics Specialists Conference. IEEE*, pp. 357-362.
- Payman, A., 2009. *Contribution à la Gestion de L'Energie dans les Systèmes Hybrides Multi-sources Multi-charges*. Nancy: L'institut National Polytechnique de Lorraine.
- Shahin, A., 2010. Approximate Novel Loss Formulae Estimation for Optimization of Power Controller of DC/DC Converter. *36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 373 - 378.
- Shahin, A., 2010. High Voltage Ratio DC-DC Converter for Fuel-Cell Applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 57(12), pp. 3944 - 3955.
- Thounthong, P., 2010. A New Control Law Based on the Differential Flatness Principle for Multiphase Interleaved DC-DC Converter. *IEEE Transactions on Circuits and Systems Part II: Express Briefs*, 57(11), pp. 903 - 907.
- Zandi, M., 2010. *Contribution au Pilotage des Sources Hybrides d'Energie Electrique*. Nancy: NANCY Université - L'institut National Polytechnique de Lorraine.
- Zandi, M., 2010. Flatness based control of a hybrid Power source with Fuel cell/Supercapacitor/Battery. *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), IEEE*, pp. 1629 - 1634.
- Zandi, M., 2011. Energy Management of a Fuel Cell/Supercapacitor/Battery Power Source for Electric Vehicular Applications. *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, FEVEREIRO, Volume 60, pp. 433 - 443.
- Zandi, M., 2011. *Flatness Based Control of a non-ideal DC/DC Boost Converter*. Shahid Beheshti Univ., Tehran, Iran: IECON 2011 - 37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society.