

MODELAGEM POR ESPAÇO DE ESTADOS DO CONVERSOR *BOOST* IDEAL OPERANDO EM *DCM*: UMA ABORDAGEM DIDÁTICA

G. R. Hubner ¹, D. Franchi ¹, C. Rech ¹

¹ Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Maria
e-mail: guihubner95@gmail.com, diogofranchi@gmail.com, rech.cassiano@gmail.com

Resumo – Na modelagem de conversores de corrente contínua para corrente contínua – *CC-CC*, uma das técnicas amplamente difundidas é o modelo médio por espaço de estados – *SS*. Para os projetos destes conversores operando em modo de condução descontínua – *DCM*, o uso da técnica *SS* não é habitual devido ao maior nível de dificuldade atrelada ao seu desenvolvimento. Neste artigo, propõe-se uma abordagem com viés didático para a auxiliar na compreensão e no desenvolvimento do projeto desta técnica em conversores operando em *DCM*. Utiliza-se um conversor *boost* ideal operando em *DCM* para exemplificar a metodologia. Apresenta-se, ainda, o equacionamento detalhado para a obtenção deste modelo para pequenas perturbações na razão cíclica da chave e na fonte de tensão de entrada do conversor. Por fim, são discutidos os resultados de análise numérica.

Palavras-chaves: conversor *boost*, *DCM*, didática, espaço de estados, modelagem.

I. INTRODUÇÃO

Tratando-se de conversores de potência, há diversos modos de operação que podem ser implementados: modo de condução contínua – *CCM*, de fronteira, mista, *DCM* e outros. Os mais comuns na área acadêmica são os *CCM* e *DCM*. Em geral, para aplicações de baixa/média potência utiliza-se o *DCM* e para média/alta potência, o *CCM* [1]. Entretanto, há outras implicações, como o tamanho do indutor, o fator de potência, o projeto do controlador, entre outros.

A modelagem de um conversor de potência pode ser realizada por diferentes técnicas, sendo as mais usuais: o modelo médio por espaço de estado e o modelo médio da chave [2]. Em específico, considera-se o *SS* mais trabalhoso em relação à segunda técnica para os conversores operando em *DCM*.

Neste artigo, propõe-se uma abordagem detalhada e de viés didático com o intuito de contribuir no processo de ensino para a modelagem por *SS* de conversores *CC-CC* operando em *DCM*. Para isso, elaborou-se ilustrações e um passo-a-passo visando o aprendizado. Optou-se pelo conversor *boost* ideal como exemplificação, entretanto esta técnica não se limita somente a este conversor *CC-CC*.

II. CONVERSOR BOOST OPERANDO EM *DCM*

A metodologia para a modelagem dos conversores operando em *DCM* por espaço de estados requisita o cumprimento de dois passos principais. O primeiro passo consiste em obter o modelo médio por *SS* do conversor e o segundo na análise da corrente no indutor [3]. Além destes, um terceiro passo é o confronto entre o modelo e o circuito do conversor.

A. Etapas de operação do conversor *boost* ideal em *DCM*

O conversor *boost* ideal, ilustrado na Fig. 1, em modo de condução descontínua apresenta três etapas de operação através da comutação da chave ‘S’ entre ligada e desligada. Utilizando I_L (corrente do indutor L) e V_C (tensão no capacitor C), onde V_C possui valor igual a V_O (tensão de saída), como variáveis de estado ($x = [I_L \ V_C]^T$) e aplicando as leis de Kirchhoff das tensões e das correntes nas malhas do circuito obtêm-se as equações de espaço de estado para todas as etapas de operação.

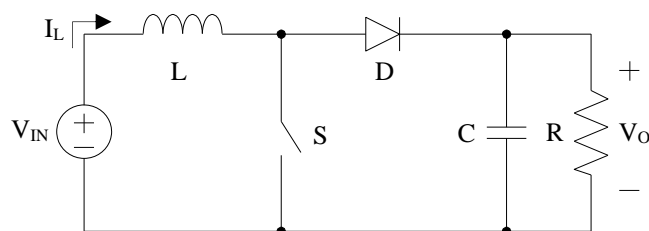


Fig. 1. Conversor *boost* ideal com carga resistiva

A primeira etapa de operação está ilustrada na Fig. 2, onde assume-se que a chave ‘S’ está conduzindo e, por consequência, o diodo ‘D’ está reversamente polarizado. O tempo de condução da chave é de $d_1 T_S$, onde d_1 é a razão cíclica e T_S o período de um ciclo completo. O comportamento do conversor na primeira etapa é descrito em espaço de estados por (1) e (2).

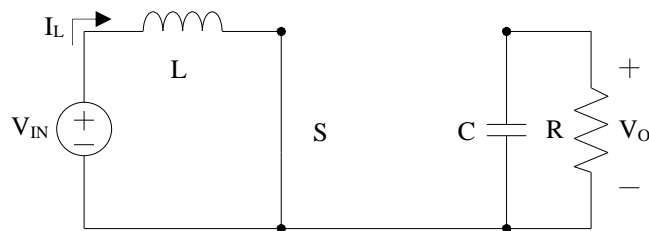


Fig. 2. Primeira etapa de operação do conversor *boost*

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \bar{i}_L \\ \bar{v}_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -1 \\ & RC \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_L \\ \bar{v}_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} v_{in} \quad (1)$$

$$v_o = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_L \\ \bar{v}_C \end{bmatrix} \quad (2)$$

Na segunda etapa, Fig. 3, assume-se que a chave ‘S’ está bloqueada e, por consequência, o diodo ‘D’ está diretamente polarizado. Portanto, o tempo de condução do diodo é d_2T_s . As Equações (2) e (3) descrevem esta etapa de operação.

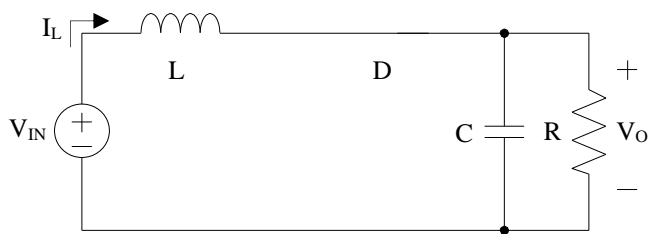


Fig. 3. Segunda etapa de operação do conversor *boost*

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \bar{i}_L \\ \bar{v}_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & -1 \\ \frac{1}{C} & \frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_L \\ \bar{v}_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} v_{in} \quad (3)$$

As etapas descritas até o momento também são válidas para o conversor *boost* operando em modo de condução contínua, onde a corrente do indutor não atinge zero em nenhum instante ($i_L(t) > 0$). Na terceira etapa, Fig. 4, tem-se que a chave ‘S’ está bloqueada e que a corrente do indutor possui valor nulo ($i_L(t) = 0$), caracterizando a operação descontínua. O tempo desta etapa é definido por d_3T_s , sendo d_3 o complementar das demais razões cíclicas ($d_3 = 1 - d_1 - d_2$). O comportamento desta última etapa é descrito por (2) e (4).

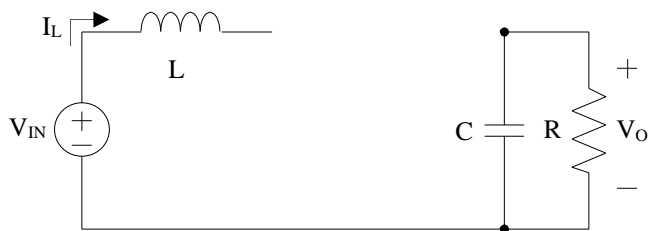


Fig. 4. Terceira etapa de operação do conversor *boost*

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \bar{i}_L \\ \bar{v}_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -1 \\ \frac{1}{C} & \frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_L \\ \bar{v}_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} v_{in} \quad (4)$$

A Equação 5 representa a operação do sistema em um período de chaveamento, T_s . Expandido (5) com os respectivos valores de cada componente, de (6) a (9), obtém-se o modelo médio em espaço de estados do conversor *boost* em (10).

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (5)$$

sendo:

$$x = \begin{bmatrix} \bar{i}_L \\ \bar{v}_C \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$u = [v_{in}] \quad (7)$$

$$A = A_1d_1 + A_2d_2 + A_3d_3 \quad (8)$$

$$B = B_1d_1 + B_2d_2 + B_3d_3 \quad (9)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \bar{i}_L \\ \bar{v}_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{d_2}{L} \\ \frac{d_2}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_L \\ \bar{v}_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} d_1 + d_2 \\ 0 \end{bmatrix} [v_{in}] \quad (10)$$

B. Análise da corrente no indutor

A partir da Fig. 5, que ilustra o comportamento característico da corrente do indutor do conversor *boost* operando em *DCM*, deduzem-se (11) e (12). A corrente média do indutor em um período, dada por (12), está representada na Fig. 6. A corrente média total do indutor também pode ser escrita pela soma das correntes médias proporcionais de cada etapa, conforme (13).

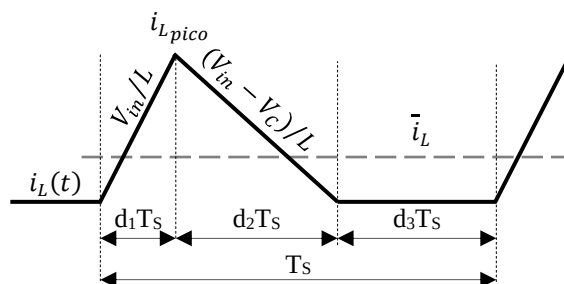


Fig. 5. Corrente no indutor do conversor *boost* em *DCM*

$$i_{Lpico} = \frac{v_{in}}{L} d_1 T_s \quad (11)$$

$$\bar{i}_L = \frac{i_{Lpico}}{2} (d_1 + d_2) \quad (12)$$

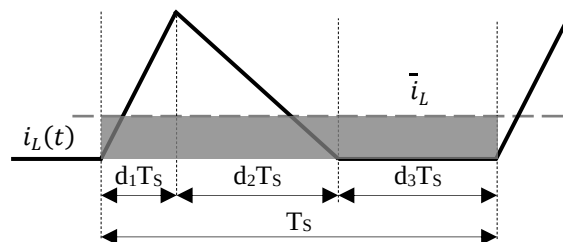


Fig. 6. Corrente média do indutor

$$\bar{i}_L = \bar{i}_L d_1 + \bar{i}_L d_2 + \bar{i}_L d_3 \quad (13)$$

Ao analisar a Fig. 6 nota-se que, corretamente, há uma parcela igual em amplitude da corrente média em todo o período T_s . Entretanto, verificou-se anteriormente que, na etapa d_3T_s o valor da corrente no indutor é completamente nulo e, portanto, esta parcela de período na Fig. 6 não é contemplada pelo modelo médio em espaço de estados. Segundo [3], este fato decorrente em conversores *DCMs* infringe a lei de conservação de energia.

Diante deste empasse é necessário adequar a equação de espaço de estados para que o valor da corrente média convirja ao valor real. Os autores [3,4] apresentam essa correção de um modo técnico, mas pouco didático. Na Fig. 7 ilustra-se o mesmo

esboço da Fig. 6 diferindo na corrente média, que anteriormente estava distribuída igualmente em todo o período T_s e agora passa a se concentrar nos instantes d_1T_s e d_2T_s . Ou seja, o valor d_3T_s é redistribuído, proporcionalmente, nos demais instantes.

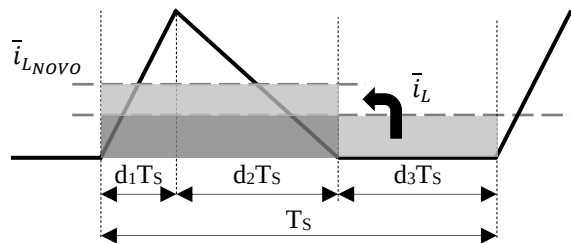


Figura 7 – Corrente média do indutor redistribuída

O novo valor da corrente média no intervalo d_1T_s , em (14), possui além do valor de d_1T_s de (13) o valor parcial de d_3T_s . Simplificando (14) obtém-se (15). De forma análoga, para o intervalo d_2T_s , em (16). Assim, (13) pode ser reescrito por (17), que ao ser expandida resulta em (18).

$$\bar{i}_L d_{1NOVO} = \bar{i}_L d_1 + \bar{i}_L d_3 \left(\frac{d_1}{d_1 + d_2} \right) \quad (14)$$

$$\bar{i}_L d_{1NOVO} = \bar{i}_L d_1 \left(\frac{1}{d_1 + d_2} \right) \quad (15)$$

$$\bar{i}_L d_{2NOVO} = \bar{i}_L d_2 \left(\frac{1}{d_1 + d_2} \right) \quad (16)$$

$$\bar{i}_L = (\bar{i}_L d_{1NOVO} + \bar{i}_L d_{2NOVO} + 0d_3) \quad (17)$$

$$\bar{i}_L = (\bar{i}_L d_1 + \bar{i}_L d_2 + 0d_3) \left(\frac{1}{d_1 + d_2} \right) \quad (18)$$

Com esta metodologia, a parcela de corrente média no tempo d_3T_s de (18) é a mesma de (10), ou seja, possui valor nulo. Além disso, a diferença entre (18) e (13) é o termo $\frac{1}{d_1+d_2}$. Portanto, para igualar o cálculo da corrente média de (13) com a média de espaço de estados, (10), multiplica-se (19) pela variável de estado do indutor (corrente), em (10), resultando em (20). A Equação (21) é a simplificação de (20).

$$K = \begin{bmatrix} \frac{1}{d_1 + d_2} & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (19)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \bar{i}_L \\ \bar{v}_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{d_2}{L} \\ \frac{d_2}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} [K] \begin{bmatrix} \bar{i}_L \\ \bar{v}_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{d_1 + d_2}{L} \\ 0 \end{bmatrix} [v_{in}] \quad (20)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \bar{i}_L \\ \bar{v}_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{d_2}{L} \\ \frac{d_2}{C(d_1 + d_2)} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_L \\ \bar{v}_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{d_1 + d_2}{L} \\ 0 \end{bmatrix} [v_{in}] \quad (21)$$

Caso o conversor operando em *DCM* possua mais de um elemento indutor, a matriz de adequação da média de espaço de estados deve ter o termo $\frac{1}{d_1+d_2}$ replicado na diagonal principal da matriz K segundo o número de indutores. Na diagonal ainda deverá haver o valor unitário para a quantidade de capacitores do conversor. Os demais termos da matriz possuem valor nulo. A Equação (22) ilustra o uso da matriz K para ‘n’ elementos indutores, seguidos por ‘n’ elementos capacitores.

$$K = \text{diagonal} \left[\frac{1}{d_1 + d_2} \quad \dots \quad \frac{1}{d_1 + d_2} \quad 1 \quad \dots \quad 1 \right] \quad (22)$$

Na Equação 21 há o termo d_2 , que é definido com a substituição de (11) em (12) e, isolando o termo de interesse, obtém-se (23). O termo d_2 normalmente é obtido pelo balanço de volts-segundo no indutor, entretanto, quando o conversor *boost* opera em *DCM* a dinâmica da corrente no indutor desaparece do modelo com o uso desta técnica. Isto significa que o modelo não representa corretamente a operação do conversor em toda a faixa de frequência [3]. Com a Equação (23), o correto carregamento médio do capacitor é obtido.

$$d_2 = \frac{2Li_L}{d_1T_s v_{in}} - d_1 \quad (23)$$

Substituindo (23) em (21) e separando em duas equações distintas em função das derivadas de cada variável de estado obtém-se (24) e (25).

$$\frac{d\bar{i}_L}{dt} = \frac{2\bar{i}_L}{d_1T_s} \left(1 - \frac{\bar{v}_C}{v_{in}} \right) + \frac{d_1\bar{v}_C}{L} \quad (24)$$

$$\frac{d\bar{v}_C}{dt} = \frac{\bar{i}_L}{C} - \frac{d_1^2 T_s v_{in}}{2LC} - \frac{\bar{v}_C}{RC} \quad (25)$$

C. Análise em corrente contínua

Os valores contínuos de tensão no capacitor e corrente no indutor podem ser obtidos igualando as variações em (24) e (25) a zero, ou seja, as derivadas das variáveis de estado. Como resultado, obtém-se (26) e (27). O ganho em regime permanente está representado em (28), cujo pode ser obtido através de (27).

$$\bar{i}_L = \frac{d_1^2 T_s \bar{V}_C}{2L \left(\frac{\bar{V}_C}{V_{in}} - 1 \right)} = \frac{d_1^2 T_s M}{2L(M - 1)} \quad (26)$$

$$\bar{V}_C = \frac{LV_{in} + V_{in}^2 \sqrt{L(2RT_s d_1^2 + L)}}{2L} \quad (27)$$

$$M = \frac{\bar{V}_C}{V_{in}} = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \sqrt{\frac{2RT_s d_1^2}{L} + 1} \quad (28)$$

A matriz de espaço de estados em regime permanente está expressa em (29). A matriz de saída está representada em (30).

$$X = \begin{bmatrix} \bar{I}_L \\ \bar{V}_C \end{bmatrix}; \text{ ou } X = -A^{-1}BU \quad (29)$$

$$Y = CX + EU; \text{ ou } Y = (-CA^{-1}B + E)U \quad (30)$$

D. Modelo linear de pequenos sinais

O modelo obtido é válido para grandes sinais, mas não é linear. Como as técnicas clássicas de controle são validas somente para as plantas de primeira ordem (linear), aplica-se a técnica de perturbação e linearização para aproximar a planta de segunda ordem à uma de primeira. Com isso, o modelo será válido apenas para pequenos sinais/perturbações. Desta forma, as perturbações de pequenos sinais devem ocorrer próximas a um ponto de operação, conforme (31) a (34).

$$d_1(t) = D_1 + \hat{d}_1(t) \quad (31)$$

$$\langle v_{in}(t) \rangle_{T_S} = V_{in} + \hat{v}_{in}(t) \quad (32)$$

$$\langle v_C(t) \rangle_{T_S} = V_C + \hat{v}_C(t) \quad (33)$$

$$\langle i_L(t) \rangle_{T_S} = I_L + \hat{i}_L(t) \quad (34)$$

Neste trabalho, utiliza-se a técnica de linearização pela Série de Taylor em (24) e (25), após aplicar as perturbações, para expandir as equações em torno do ponto de operação. As subseções a seguir, '1' e '2', apresentam estes procedimentos para o modelo de pequenos sinais em espaço de estados de (35), representada na subseção '3'.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_L \\ \hat{v}_C \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} \hat{i}_L \\ \hat{v}_C \end{bmatrix} + B \begin{bmatrix} \hat{v}_{in} \\ \hat{d}_1 \end{bmatrix} \quad (35)$$

1) Linearização da corrente no indutor

O processo de linearização da corrente do indutor, em (36), usando a Série de Taylor em torno de um ponto de operação (I_L, V_C, V_{in}, D_1) pode ser expandida para (37), onde foram desconsiderados os termos em corrente contínua e alternada acima da primeira ordem.

$$\begin{aligned} \langle i_L(t) \rangle_{T_S} &= \frac{2\langle i_L(t) \rangle_{T_S}}{d_1(t)T_S} \left(1 - \frac{\langle v_C(t) \rangle_{T_S}}{\langle v_{in}(t) \rangle_{T_S}} \right) + \frac{d_1(t)\langle v_C(t) \rangle_{T_S}}{L} \\ &= f_1 \left(\langle i_L(t) \rangle_{T_S}, \langle v_C(t) \rangle_{T_S}, \langle v_{in}(t) \rangle_{T_S}, d_1(t) \right) \end{aligned} \quad (36)$$

$$\begin{aligned} \langle i_L(t) \rangle_{T_S} &= \hat{i}_L(t) \frac{\partial f_1}{\partial i_L} \Big|_{i_L=I_L} + \hat{v}_C(t) \frac{\partial f_1}{\partial v_C} \Big|_{v_C=V_C} \\ &+ \hat{v}_{in}(t) \frac{\partial f_1}{\partial v_{in}} \Big|_{v_{in}=V_{in}} + \hat{d}_1(t) \frac{\partial f_1}{\partial d_1} \Big|_{d_1=D_1} \end{aligned} \quad (37)$$

sendo:

$$\frac{\partial f_1}{\partial i_L} = \frac{2f_s}{D_1} (1 - M); \quad \frac{\partial f_1}{\partial v_C} = \frac{-D_1}{L} \left(\frac{1}{M-1} \right);$$

$$\frac{\partial f_1}{\partial v_{in}} = \frac{M^2}{L} D_1 \left(\frac{1}{M-1} \right); \quad \frac{\partial f_1}{\partial d_1} = \frac{2V_{in}M}{L}$$

2) Linearização da tensão no capacitor

A linearização da tensão do capacitor, (38) e (39), ocorre pelo mesmo processo da linearização da corrente do indutor.

$$\begin{aligned} \langle v_C(t) \rangle_{T_S} &= \frac{\langle i_L(t) \rangle_{T_S}}{C} - \frac{d_1(t)^2 T_S \langle v_{in}(t) \rangle_{T_S}}{2LC} - \frac{\langle v_C(t) \rangle_{T_S}}{RC} \\ &= f_2 \left(\langle i_L(t) \rangle_{T_S}, \langle v_C(t) \rangle_{T_S}, \langle v_{in}(t) \rangle_{T_S}, d_1(t) \right) \end{aligned} \quad (38)$$

$$\begin{aligned} \langle v_C(t) \rangle_{T_S} &= \hat{i}_L(t) \frac{\partial f_2}{\partial i_L} \Big|_{i_L=I_L} + \hat{v}_C(t) \frac{\partial f_2}{\partial v_C} \Big|_{v_C=V_C} \\ &+ \hat{v}_{in}(t) \frac{\partial f_2}{\partial v_{in}} \Big|_{v_{in}=V_{in}} + \hat{d}_1(t) \frac{\partial f_2}{\partial d_1} \Big|_{d_1=D_1} \end{aligned} \quad (39)$$

sendo:

$$\frac{\partial f_2}{\partial i_L} = \frac{1}{C}; \quad \frac{\partial f_2}{\partial v_C} = \frac{-1}{RC}; \quad \frac{\partial f_2}{\partial v_{in}} = \frac{-D_1^2 T_S}{2LC}; \quad \frac{\partial f_2}{\partial d_1} = \frac{D_1 T_S V_{in}}{LC}$$

3) Modelo linear do conversor boost em DCM

Agrupando e reorganizando as equações obtidas na linearização da corrente do indutor e tensão do capacitor em uma única equação de espaço de estados, conforme (35), obtém-se (40). Esta equação, portanto, define o modelo linear do conversor *boost* operando em DCM.

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_L \\ \hat{v}_C \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \frac{2(1-M)}{D_1 T_S} & \frac{-D_1}{L(M-1)} \\ \frac{1}{C} & \frac{-1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_L \\ \hat{v}_C \end{bmatrix} + \\ &\begin{bmatrix} \frac{D_1 M^2}{L(M-1)} & \frac{2M V_{in}}{L} \\ \frac{-D_1^2 T_S}{2LC} & \frac{-D_1 T_S V_{in}}{LC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}_{in} \\ \hat{d}_1 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (40)$$

III. ANÁLISE NUMÉRICA

Os valores dos componentes do conversor para a sua simulação estão elencados na Tabela 1. A Equação (41) apresenta a função de transferência da corrente no indutor pela tensão de entrada e, em (42), a corrente no indutor pela razão cíclica da chave. Já em (43) apresenta-se a função de transferência da tensão no capacitor pela tensão de entrada e, em (44), a tensão no capacitor pela razão cíclica da chave.

TABELA 1 – PARÂMETROS DOS COMPONENTES DO CONVERSOR

Descrição	Simbologia	Especificação
Frequência de comutação	(f_s)	20 kHz
Tensão de entrada	(V_{in})	30 V
Capacitor	(C)	50 μ F
Indutor	(L)	10 μ H
Carga	(R)	10 Ω
Razão cíclica	(D_1)	0,4

$$\frac{\hat{i}_L}{\hat{v}_{in}} = \frac{168100 (s + 3218,9)}{s^2 + 158200 s + 824600000} \quad (41)$$

$$\frac{\hat{i}_L}{\hat{d}_1} = \frac{15370000 (s + 4000)}{s^2 + 158200 s + 824600000} \quad (42)$$

$$\frac{\hat{v}_C}{\hat{v}_{in}} = \frac{-8000 (s + 264000)}{s^2 + 158200 s + 824600000} \quad (43)$$

$$\frac{\hat{v}_C}{\hat{d}_1} = \frac{-1200000 (s + 100000)}{s^2 + 158200 s + 824600000} \quad (44)$$

Aplicou-se uma perturbação de 50% em relação ao valor inicial em todas as funções de transferência e verificou-se que o modelo e a planta convergem tanto em dinâmica, quanto em nível médio em regime permanente. A Fig. 8 ilustra a resposta da tensão no capacitor submetida à um degrau de 50% em V_{in} .

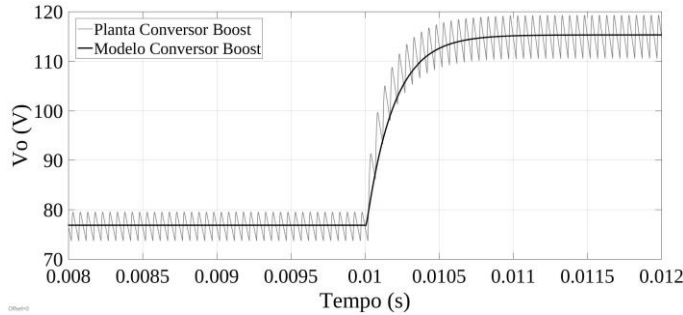


Fig. 8. Resposta da tensão de saída a um degrau de 50% na tensão de entrada

A. Perturbação concomitante em V_{in} e D_1

A Fig. 9 ilustra a resposta da tensão no capacitor para perturbações de 25% em V_{in} e D_1 no mesmo instante. Observa-se que há um erro associado devido as simplificações realizadas na linearização, onde eliminou-se os termos de segunda ordem ou superiores. A representatividade do modelo é de, aproximadamente, 97% para a tensão no capacitor e de 92,4% para a corrente no indutor. Para perturbações concomitantes de 50%, a representatividade da resposta da tensão do capacitor decresce para, aproximadamente, 91% e 79% para a corrente no indutor. Com perturbações de apenas 10%, obteve-se, aproximadamente, 99% e 98%, respectivamente para a tensão do capacitor e corrente no indutor.

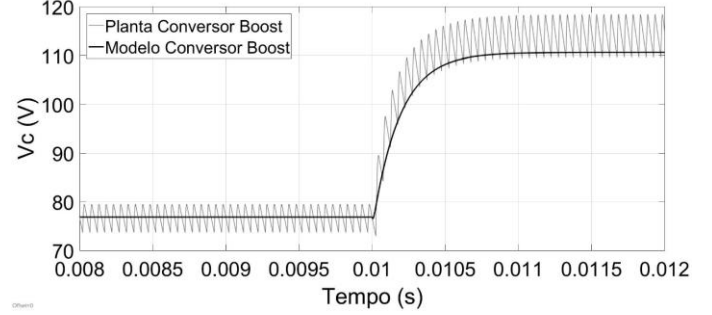


Fig. 9. Resposta da tensão no capacitor a um degrau de 25% na tensão de entrada e na razão cíclica

B. Representação do modelo nos modos de operação

Verificou-se uma resposta adequada do conversor modelado em *DCM* ao operar em modo *DCM*. A fim de analisar o comportamento do modelo nas proximidades da região crítica (entre *DCM* e *CCM*) e em *CCM*, modificou-se os valores de indutância para 36,77 μ H e 57 μ H, respectivamente. A Fig. 10 ilustra o modelo na região crítica de operação e a validação do modelo nesta região através da resposta da tensão de saída.

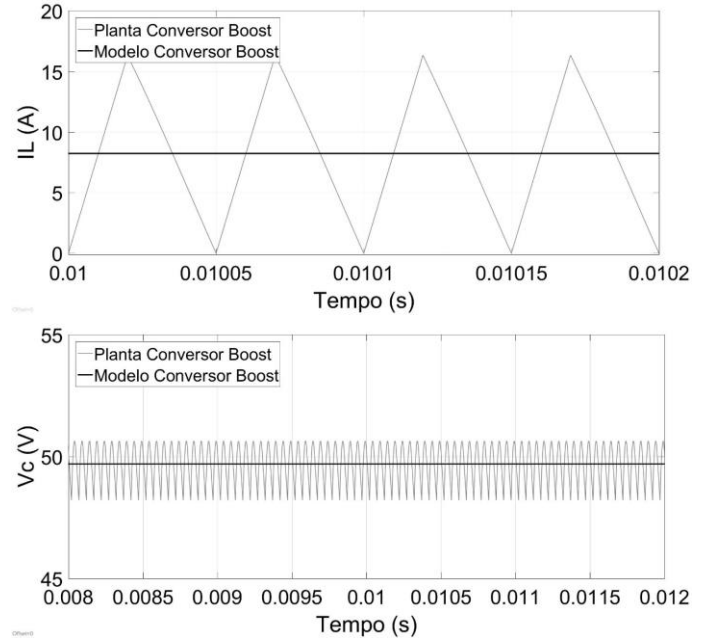


Fig. 10. Operação na região crítica (36,77 μ H)

O modelo projetado para operar em *DCM* operando no modo de condução contínua está representado na Fig. 11, bem como a resposta de tensão de saída. Verifica-se uma enorme discrepância entre os valores do modelo e da planta. Esta diferença deve-se, principalmente, a mudanças de ganho estático ao passar de *DCM* para *CCM*. Além disso, ao incrementar o valor da indutância aumenta-se essa divergência.

CONCLUSÃO

Os modos de operação contínuo e descontínuo de conversores *CC-CC* são comumente modelados por duas ferramentas bastante difundidas: espaço de estados ou modelo médio da chave. Para conversores operando em *DCM*, a segunda técnica possui maior usabilidade em relação à primeira, pois considera-se complexa a modelagem por espaço de estados de conversores operando em *DCM*.

Neste artigo, desenvolveu-se os procedimentos para a modelagem de conversores *CC-CC* em *DCM* por espaço de estados com uma abordagem mais didática e detalhada, visando auxiliar na compreensão do tema e na elaboração de projetos com esta metodologia. Este trabalho destaca-se em relação a literatura pela abordagem desenvolvida, tanto em função da explanação sobre o uso da matriz de correção, *K*, quanto da linearização através da Série de Taylor.

Os resultados obtidos por análise numérica mostraram-se satisfatórios mesmo para grandes valores de perturbações intercaladas. Para as perturbações concomitantes na tensão de entrada e na razão cíclica da chave constataram-se que os erros estão associados ao aumento das amplitudes das perturbações. Os resultados de operação do conversor *boost* ideal, projetado em *DCM*, próximo à região crítica também se mostraram satisfatórios, entretanto para a operação em *CCM* não se obteve o mesmo resultado devido à mudança de ganho estático.

Os testes em que foram atribuídas capacitâncias maiores e menores ao caso base mostraram-se satisfatórios, de acordo com a aplicação. Constatou-se uma diminuição significativa na ondulação do sinal de saída com o aumento plausível da capacitância. Entretanto, nas três capacitâncias simuladas houve convergência aos valores médios.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem o apoio do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e a Universidade Federal de Santa Maria. O presente trabalho foi realizado com apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior - Brasil (CAPES/PROEX) - Código de Financiamento 001.

REFERÊNCIAS

- [1] L. Wang, et al., “*CCM-DCM* average current control for both continuous and discontinuous conduction modes boost PFC converters”. *IEEE Electrical Power and Energy Conference (EPEC)*, pp. 1-6, 2017.
- [2] J. Channegowda, et al., “Comparative evaluation of switching and average models of a DC-DC boost converter for real-time simulation”. *IEEE CONECCT*, pp. 1-6, 2014.
- [3] J. Sun, et al., “Averaged modeling of PWM converters operating in discontinuous conduction mode”. *IEEE Transactions on Power Electronics*. Vol. 16, No. 4, pp. 482-492, 2001.
- [4] H. Abdelgawad e V. Sood, “Average model of boost converter, including parasitics, operating in discontinuous conduction mode (DCM)”. *International Journal on Power Engineering and Energy (IJPEE)*. Vol. 7, No. 2, pp. 636-646, 2016.

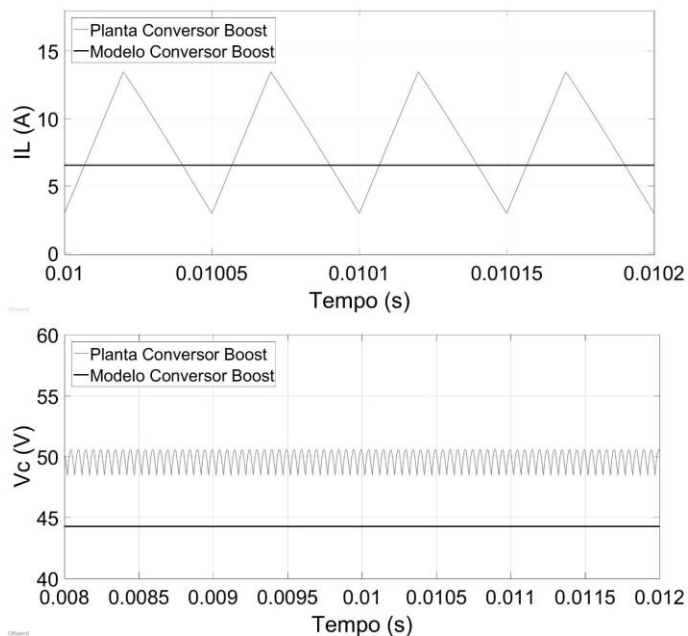


Fig. 11. Operação em *CCM* (57 μ H)

C. Ondulação na tensão de saída

A ondulação na tensão de saída do conversor depende essencialmente da dinâmica do capacitor. Assim, quanto maior a capacitância, menor é a oscilação e, vice-versa. O comportamento ondulatorio da tensão de saída para 5 μ F, 50 μ F e 500 μ F está representado na Fig. 12. Observa-se que, mesmo com elevadas ondulações ainda há convergência do modelo com a planta.

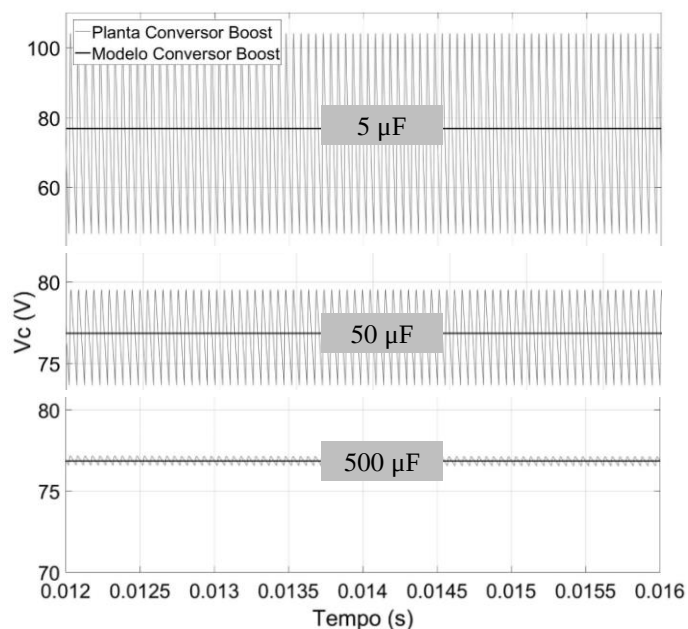


Figura 12 – Ondulações na tensão de saída para capacitâncias de 5 μ F, 50 μ F e 500 μ F