

PROJETO DE COMPENSADOR PARA CONVERSOR *Boost* UTILIZANDO O FATOR K

MARTINS, L. F. B.¹, BREGANON, Ricardo², ALMEIDA, J. P. L. S.³, ALVES, U. N. L. T.⁴

¹Doutor em Engenharia Elétrica, IFPR, Jacarezinho, e-mail: luis.martins@ifpr.edu.br

²Doutor em Engenharia Mecânica, IFPR, Jacarezinho, e-mail: ricardo.breganon@ifpr.edu.br

³Doutor em Engenharia Elétrica, IFPR, Jacarezinho, e-mail: joao.almeida@ifpr.edu.br

⁴Doutor em Engenharia Elétrica, IFPR, Jacarezinho, e-mail: uiliam.alves@ifpr.edu.br

RESUMO

Os conversores CC-CC têm desempenhado um papel fundamental para diferentes campos de aplicações. Grande parte destas aplicações exige uma fonte constante de tensão, independentemente de quaisquer variações de entrada ou de carga. O comportamento em regime permanente dessas fontes de alimentação são definidos pela topologia do conversor. Entretanto, o controlador tem um importante papel no desempenho dinâmico destes conversores. Algumas destas topologias como a *Boost* e a *Buck-Boost*, possuem um zero à direita do plano complexo, ou seja, há um problema de fase não mínima, o que restringe o uso de controladores do tipo PID. Por esta razão, é utilizado um controlador avanço-avanço, conhecido como controlador Tipo III, para melhorar o desempenho do sistema. Este trabalho investiga o desempenho de um controlador Tipo III para um conversor *Boost* em modo de controle de tensão.

PALAVRAS-CHAVE: conversor *Boost*. sistema de fase não mínima. controlador tipo III.

INTRODUÇÃO

Atualmente, existe uma infinidade de dispositivos eletrônicos que operam com tensão constante fornecida por um conversor CC-CC, como por exemplo, células fotovoltaicas, aplicações para carregamento de bateria, entre outras (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2003).

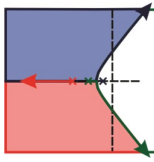
Geralmente, um conversor CC-CC pode ser classificado em três tipos: (i) Conversor *Buck* ou abaixador em que a tensão de saída é menor que a tensão de entrada, (ii) Conversor *Boost* ou elevador em que a tensão de saída é maior que a tensão de entrada; e (iii) Conversor *Buck-Boost*, um conversor que combina as características das topologias *Buck* e *Boost*, no qual a tensão de saída pode ser maior ou menor que a tensão de entrada (ROGERS, 1999).

O desempenho dos conversores CC-CC pode ser analisado de duas formas: (a) em regime transitório e (b) em regime permanente. O desempenho em regime permanente é definido principalmente pela topologia do conversor. Por outro lado, a estabilidade do conversor é mantida pela configuração do controlador. Os compensadores clássicos, entre eles o PI e o PID, foram desenvolvidos ao longo dos anos para garantir o desempenho desejado do conversor sob certas condições. Entretanto, alguns conversores, como o *Boost*, o *Buck-Boost* e o *Fly-Back* são sistemas de fase não mínima, ou seja, têm um zero do lado direito do plano complexo, o que torna difícil para controladores do tipo PID alcançar um desempenho satisfatório sob carga, variações de linha e incertezas paramétricas (OGATA, 2010; DORF; BISHOP, 2017). Por esta razão, os controladores Tipos I, II e III propostos em Venable (1983) são os mais adequados.

Compensadores Tipo II podem ser utilizados para obter uma resposta rápida e estável com pequeno erro de regime em conversores *Buck*. Contudo, este compensador pode inserir um avanço de fase máximo $\Phi_C = +90^\circ$, que pode ser insuficiente para algumas topologias de *Choppers*, entre elas a *Boost*. Para estes casos, controladores com capacidade de avanço na faixa $90^\circ < \Phi_C \leq 180^\circ$ como o de Tipo III podem ser necessários para manter uma margem de fase satisfatória.

Neste trabalho, o desempenho de um compensador Tipo III será avaliado em duas representações de um conversor *Boost*: uma linear, gerada à partir de um modelo médio à pequenas perturbações (MIDDLEBROOK; CUK, 1976) e outra; não linear, baseada no modelo chaveado do circuito elétrico do conversor, gerada pelo software Simulink®.

Além da introdução, este trabalho está dividido em mais quatro partes: na Seção 2 é apresentado o modelo médio do conversor *Boost*; na Seção 3 é exibida uma forma generalizada do compensador de Tipo III; os resultados do trabalho são discutidos na Seção 4 e, finalmente; na Seção 5 são abordadas as conclusões.



FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA DO CONVERSOR *BOOST* PARA CONTROLE DE TENSÃO

Para controlar a tensão de saída do conversor, representado pela Figura 1a, em torno de um ponto de operação, é necessário definir uma função de transferência (FT) que relaciona a variável de entrada, neste caso a razão cíclica $d(t)$, com a tensão de saída v_o , que coincide com a tensão no capacitor v_C . Esta função de transferência linearizada $G_P(s)$, obtida a partir do modelo médio à pequeno sinais (MIDDLEBROOK; CUK, 1976; MIDDLEBROOK, 1988) do conversor *Boost* é apresentada na eq. (1).

$$G_P(s) = \frac{\Delta v_C(s)}{\Delta d(s)} = \frac{V_i}{(1-D)^2} \frac{\frac{1}{RC}s - \frac{1}{LC}(1-D)^2}{s^2 + \frac{1}{RC}s + \frac{1}{LC}(1-D)^2} \quad (1)$$

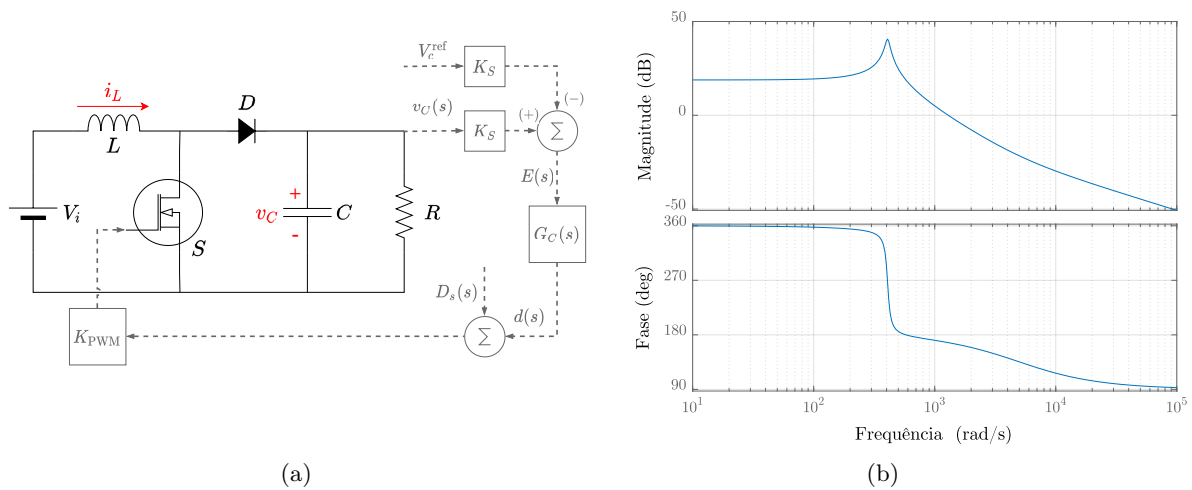


Figura 1 – a) Diagrama esquemático em malha fechada para o conversor *Boost*. b) Diagramas de Bode de magnitude e fase do conversor *Boost* com os parâmetros da Tab. (1).

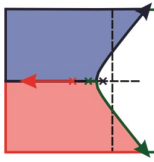
Em relação à eq. (1) e à Tab. (1), R , L , C e V_i são, nesta ordem, o resistor, indutor, capacitor e a tensão de entrada do conversor; V_c^{ref} é a tensão de referência; D e K_{PWM} são a razão cíclica e o ganho do modulador PWM; K_S é o ganho do sensor de tensão; G_C é a função de transferência do compensador e; D_s é uma perturbação na razão cíclica.

DEFINIÇÃO E PROJETO DO CONTROLADOR TIPO III

A escolha do controlador e o devido ajuste de seus parâmetros desempenha um papel fundamental para manter o bom desempenho dinâmico e a regulação da saída de um conversor CC-CC. O controlador tipo III é um controlador do tipo avanço-avanço com um pólo na origem, ou seja, fornece aumento de fase de 0° a 180° com erro nulo em regime. Mesmo que o conversor *Boost* seja de fase não mínima, com o ajuste adequado dos parâmetros do controlador, é possível obter um bom desempenho em malha fechada com o mínimo de sobressinal e erro nulo em regime permanente. A função de transferência $H_C(s)$ de um controlador Tipo III em sua forma generalizada e, na sua forma mais comum, com $\omega_{z1} = \omega_{z2} = \omega_z$ e $\omega_{p1} = \omega_{p2} = \omega_p$ são dadas pela eq. (2).

$$H_C(s) = \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{z1}}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega_{z2}}\right)}{\frac{s}{\omega_{p0}} \left(1 + \frac{s}{\omega_{p1}}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega_{p2}}\right)} = \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_z}\right)^2}{\frac{s}{\omega_{p0}} \left(1 + \frac{s}{\omega_p}\right)^2} \quad (2)$$

O Fator k é um conceito matemático originalmente idealizado para auxiliar no projeto de amplificadores tipos I, II e III. Ele permite que o projetista calcule de forma simplificada seus componentes à partir da frequência



de cruzamento ω_c e da margem de fase P_m do sistema em laço aberto $G_L(s) = K_{PWM} \cdot G_P(s) \cdot K_S$. O ganho K_C e o avanço de fase φ_C necessários em ω_c são determinados pelas eqs. (3) e (4), onde $|H_C(j\omega_c)|$ e $\varphi_{H_C}(j\omega_c)$ são a magnitude e o ângulo, respectivamente, da FT do compensador, dada por (2), fazendo $s = j\omega_c$.

$$K_C = [K_{PWM} |H_C(j\omega_c)|]^{-1} \quad (3)$$

$$\varphi_C = P_m - \varphi_{H_C}(j\omega_c) - 90^\circ \quad (4)$$

O ângulo de fase de $H_C(s)$ na eq. (2) atinge seu máximo em ω_c , que coincide com a média geométrica das frequências dos pares pólo-zero $\sqrt{\omega_z \cdot \omega_p}$ da FT do compensador. Assim, o fator k pode ser compreendido como uma separação geométrica entre os pólos e zeros para produzir o avanço de fase necessário para atender as especificações do projeto. De forma mais clara, para amplificadores tipo III, k é definido como sendo a razão entre as frequências angulares dos pares pólo-zero de $H_C(s)$, ou seja, $k = \omega_p/\omega_z$. O fator k também pode ser relacionado ao avanço de fase φ_C inserido no sistema. Para o controlador tipo III, k pode ser escrito de acordo com a eq. (5) (VENABLE, 1983). Além disso, as frequências dos pólos e zeros de $H_C(s)$, ω_{p0} , ω_p e ω_z , podem ser escritas em função do fator k como mostrado no conjunto de eqs. (6) – (8).

$$k = \tan^2 [0,25 (\varphi_C + \pi)] \quad (5)$$

$$\omega_p = \sqrt{k}\omega_c \quad (6)$$

$$\omega_z = \left(\sqrt{k}/k\right)\omega_c \quad (7)$$

$$\omega_{p0} = K_C(\omega_c/k) \quad (8)$$

RESULTADOS E DISCUSSÕES

São apresentados na Tab. 1 os parâmetros de projeto do conversor *Boost* proposto neste trabalho. Sua FT de laço aberto $G_L(s) = K_S \cdot G_P(s)$, obtida à partir do modelo médio à pequenas perturbações, apresenta os diagramas de bode de magnitude e de fase mostrados na Fig. 1b e, a partir destes, são obtidas as margens de ganho $G_m = -18,8$ dB e de fase $P_m = -12,9^\circ$ e, as frequências de cruzamento de ganho $\omega_{cg} = 577$ rad/s e de fase $\omega_{cp} = 1,293$ krad/s. A análise destes resultados indica que o sistema em malha fechada é instável, justificando o uso de um compensador.

Tabela 1 – Parâmetros de projeto do conversor *Boost*.

V_i (V)	v_o (V)	D	R (Ω)	L (mH)	C (μF)	K_{PWM}	K_s	Frequência do PWM f_{sh} (kHz)
100	250	0,60	189,4	6,1	158,4	1,000	0,014	20

O ajuste dos pólos e zeros do controlador tipo III se inicia com a definição de ω_c que, de modo geral, deve ser inferior a 10% da frequência de chaveamento f_{sh} . Além desta recomendação, existem outras duas. A primeira é limitar a frequência de cruzamento ao máximo de 30% da frequência do zero do conversor, ou seja, $\omega_c < 0,3 \frac{R}{L}(1-D)^2$. A segunda, é fazer com que ω_c seja maior que a frequência de ressonância ω_o do conversor, caso contrário, não haverá ganho suficiente para eliminar os efeitos da ressonância e, mesmo com uma boa margem de fase, o sistema poderá ficar instável. Desta forma, $\omega_c > 3(1-D)(LC)^{-\frac{1}{2}}$ será uma boa escolha (BASSO, 2012). Partindo destas condições, foi escolhido $\omega_c = 1,36$ krad/s, ou seja, a média do intervalo $]1224, 1500[$ rad/s calculado seguindo as recomendações anteriores.

Aplicando ω_c nas eqs. (3) e (4), e $P_m = 60^\circ$ na eq. (4) são determinados $K_C = 1,117$ e $\varphi_C = -163,7^\circ$. A partir daí, são utilizadas as eqs. (5) – (8) para calcular o fator $k = 197,0$ e as frequências angulares $\omega_z = 97,0$ rad/s, $\omega_{p0} = 7,73$ rad/s e $\omega_p = 19,1$ krad/s. É mostrado na Fig. 2a os diagramas de Bode para a FT de laço aberto com a inclusão de H_C , $G_{LC}(s) = G_L(s) \cdot G_C(s)$, e na Fig. 2b a resposta no tempo considerando perturbações em torno do ponto de operação ($V_c^{ref} = 250$ V) para os modelos não linear e linearizado. No detalhe da Fig. 2b é exibido o efeito do chaveamento em $v_C(t)$ para o modelo não linear.

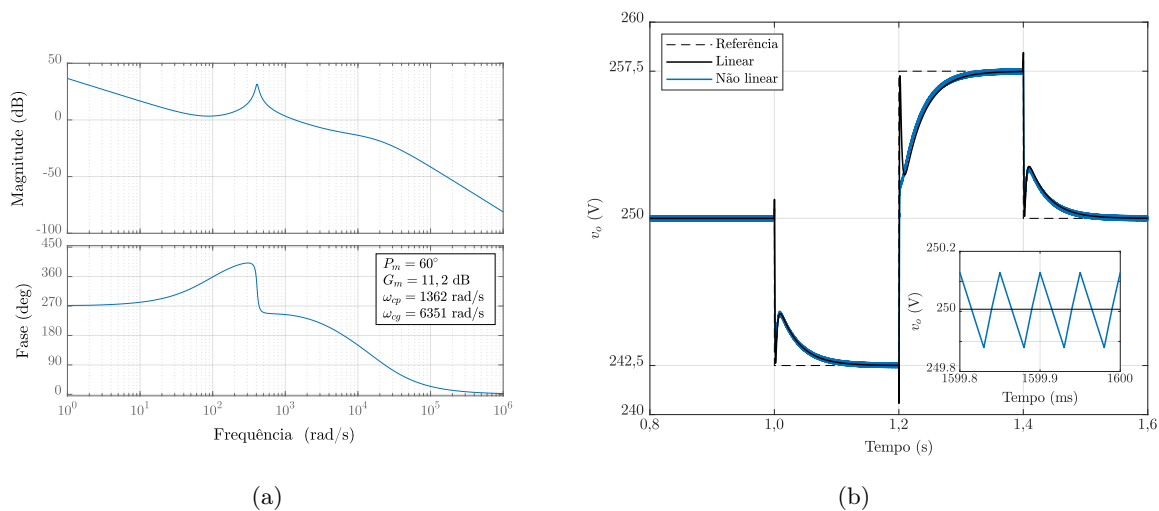


Figura 2 – a) Diagramas de Bode de magnitude e fase de $G_{LC}(s)$. b) Resposta da tensão no capacitor $v_C(t)$ à variações em degrau na tensão de referência V_C^{ref} .

A análise dos gráficos de Bode da Fig. 2a mostra que $G_{LC}(s)$ tem $P_m = 60^\circ$ em $\omega_{cp} = 1,392$ krad/s e $G_m = 11,2$ dB em $\omega_{cp} = 6,351$ krad/s. A partir dos valores das margens de fase e de ganho, o sistema em MF é considerado estável. Para validar esta conclusão, são examinadas as resposta no tempo da saída dos modelos linearizado e chaveado (não linear) do conversor utilizando o compensador projetado, Fig. 2b, que indicam um bom desempenho de $v_C(t)$ frente à pequenas variações em degrau da tensão de referência nos dois casos.

CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste artigo, foi apresentada uma metodologia para o projeto de controlador Tipo III em malha fechada para um conversor CC-CC *Boost* linearizado a partir do modelo médio à pequenos sinais. Mesmo o sistema sendo de fase não mínima, o comportamento da tensão de saída em malha fechada com o controlador foi satisfatório para ambos os modelos estudados. Porém, é razoável supor que é possível obter melhores resultados com o ajuste fino dos parâmetros do controlador e essa investigação pode ser tema de trabalhos futuros.

REFERÊNCIAS

- BASSO, C. *Designing Control Loops for Linear and Switching Power Supplies : a Tutorial Guide*. Norwood, GA: Artech House, 2012. ISBN 9781608075577. 3
- DORF, R. C.; BISHOP, R. H. *Modern Control Systems*. 13th. ed. USA: Prentice-Hall, Inc., 2017. ISBN 0134407628. 1
- MIDDLEBROOK, R. Small-signal modeling of pulse-width modulated switched-mode power converters. *Proceedings of the IEEE*, v. 76, n. 4, p. 343–354, 1988. 2
- MIDDLEBROOK, R. D.; CUK, S. A general unified approach to modelling switching-converter power stages. In: *1976 IEEE Power Electronics Specialists Conference*. [S.l.: s.n.], 1976. p. 18–34. 1, 2
- MOHAN, N.; UNDELAND, T. M.; ROBBINS, W. P. *Power electronics: converters, applications, and design*. Hoboken, NJ: John Wiley & Sons, 2003. ISBN 9780471226932. 1
- OGATA, K. *Modern control engineering*. 5th. ed. Boston, MA: Prentice-Hall, Inc., 2010. 894 p. ISBN 9780136156734. 1
- ROGERS, E. *Understanding Buck-Boost Power Stages in Switch Mode Power Supplies*. [S.l.], 1999. 1
- VENABLE, H. D. The k factor: A new mathematical tool for stability analysis and synthesis. In: *Proceedings of Powercon: International Solid-State Power Electronics Conference*. [S.l.: s.n.], 1983. 1, 3