

ESTUDO DA INTERAÇÃO ENTRE O FILTRO DE ENTRADA E A MALHA DE CONTROLE DA TENSÃO DE SAÍDA EM CONVERSORES ESTÁTICOS

CLÓVIS A. PETRY*, RENÉ P. T. BASCOPE†

* *Instituto de Eletrônica de Potência (INEP), Departamento de Engenharia Elétrica
Universidade Federal de Santa Catarina
Caixa Postal: 5119 – CEP: 88040-970 – Florianópolis – SC*

† *Grupo de Processamento de Energia e Controle (GPEC), Departamento de Engenharia Elétrica
Universidade Federal do Ceará
Caixa Postal: 6001 – CEP: 60455-760 – Fortaleza -CE
E-mails: petry@inep.ufsc.br, rene@dee.ufc.br*

Abstract— This article describes the interaction between the input filter and the control circuit in Buck DC-DC converters, voltage inverters and indirect AC-AC converters. Those converters are modeled by averaged values. The interaction is eliminated using an internal loop, also denominated feedforward loop. Simulation results are presented using Matlab and Psim software packages.

Keywords— Input filter, Buck converter, inverters, AC-AC converters, control.

Resumo— Neste artigo estuda-se a interação entre o filtro de entrada e o circuito de controle de conversores Buck CC-CC, inversores de tensão e conversores CA-CA indiretos. Estes conversores são modelados por valores médios instantâneos. É aplicado o conceito de malha interna (malha de feedforward) para eliminar o efeito da interação entre o filtro de entrada e a malha de controle da tensão de saída. Resultados de simulação no Matlab e Psim são apresentados.

Palavras-chave— Filtro de entrada, conversores Buck, inversores, conversores CA-CA, controle.

1. Introdução

A utilização de filtros de entrada é bastante difundida no meio da Eletrônica de Potência, sendo bastante abordada. Um assunto que merece maior atenção é a conexão de conversores em sistemas que não apresentam necessariamente o comportamento de fontes de tensão ou de corrente, como é o caso da rede de energia elétrica, quando fornece potências elevadas (da ordem de kVA). As resistências dos condutores e indutâncias destes, somadas às indutâncias de dispersão dos transformadores, aliadas às capacitâncias colocadas na entrada de conversores Buck e seus derivados, constituem, para fins analíticos, filtros de entrada, e podem receber o mesmo tratamento em termos de modelagem.

O estudo da interação que existe entre o circuito de controle do conversor e o filtro de entrada foi amplamente abordado na literatura (Lee, F. C. and Yu, Y. (1979)). Formas de compensação utilizando malhas internas, ou também denominadas de *feedforward*, foram propostas em (Kelkar, S. S. and Lee, F. C. (1982, 1983 e 1984)). A inserção de amortecimento alterando a configuração do filtro ou o uso de elementos passivos foi discutida em (Mitchell, D. M. (1999) e Erickson, R. W. (1999)). Com enfoque aos circuitos para correção de fator de potência tem-se (Spiazzi, G. e Pomilio, J. A. (1999a e 1999b), Redl, R. and Kislovski, A. S. (1992) e Vlatkovic, V.; Borojevic, D. and Lee, F. C. (1993)).

Neste trabalho será utilizada a técnica proposta por (Kelkar, S. S. and Lee, F. C. (1982, 1983 e 1984)). Inicialmente propõe-se uma metodologia para determinar a função de transferência do compensador da malha de *feed-*

forward. Com esta metodologia é possível estender a técnica proposta pelos autores originais para qualquer conversor e verificar se o compensador de *feedforward* obtido é implementável ou não. Desta forma, inicialmente aplica-se a metodologia proposta ao conversor Buck CC-CC e em seguida aos conversores CC-CA (inversor) e CA-CA (estabilizador).

O trabalho está organizado nas seguintes seções: Modelagem dos conversores, mostrando como são obtidas as funções de transferência usando a técnica de valores médios instantâneos; Conversor CC-CC, onde se apresenta em detalhes a metodologia para obter a função de transferência do compensador *feedforward*; Conversor CC-CA e CA-CA onde se estende a técnica proposta para estes conversores e ao final se apresentam as conclusões obtidas com o estudo realizado.

2. Modelagem dos Conversores

A modelagem dos conversores, a fim de obter as funções de transferência entre as variáveis desejadas e as perturbações consideradas, foi realizada utilizando o modelo da chave *PWM* de Vorpérian, que em verdade é um método por valores médios instantâneos. Para o conversor CC-CC foram consideradas as resistências do indutor (R_{L0}) e do capacitor (R_{C0}) do filtro de saída. Para o inversor (conversor CC-CA) e para o conversor CA-CA direto, foram desprezadas as resistências do indutor e do capacitor do filtro de saída. Em todos os conversores, o filtro de entrada foi modelado por sua função de transferência e por sua impedância de saída, conforme se mostra na Fig. 1 e nas expressões (15) e (16).

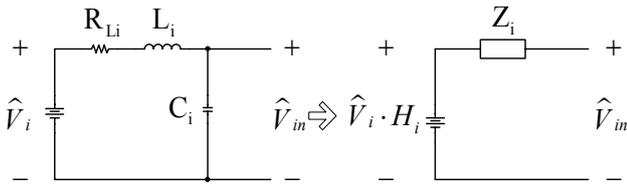


Fig. 1 - Modelagem do filtro de entrada.

Na Fig. 2 mostra-se o circuito elétrico genérico, com o modelo da chave *PWM*, para pequenos sinais. Para os conversores CC-CA e CA-CA a análise é feita no valor máximo da tensão alternada do semiciclo positivo. Desta forma, podem-se modelar estes conversores a partir de modelos CC-CC, conforme mostrado na Fig. 2.

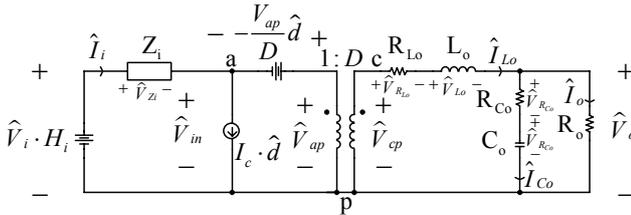


Fig. 2 - Circuito para modelagem de pequenos sinais.

Neste circuito, fazendo-se as perturbações iguais a zero, Fig. 3, obtém-se as grandezas em regime permanente. Tem-se então:

$$\hat{X}_i = 0 \quad \rightarrow \quad I_c, D \text{ e } V_{ap}$$

D é a razão cíclica do conversor, obtida em função do ganho estático (V_o/V_i) e das resistências série, conforme mostrado na Fig. 3. A resistência R_i é a resistência total série do filtro de entrada.

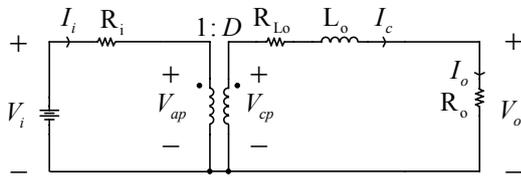


Fig. 3 - Circuito equivalente em regime permanente.

3. Conversor CC-CC

O circuito elétrico do conversor Buck CC-CC é mostrado na Fig. 4.

A partir do modelo de regime permanente, mostrado na Fig. 3, obtém-se:

$$I_c = \frac{V_o}{R_o} \quad (1)$$

$$V_{ap} = \frac{V_i \cdot R_{L_o} + D \cdot V_o \cdot R_i}{R_{L_o} + D^2 \cdot R_i} \quad (2)$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{D \cdot R_o}{R_o + R_{L_o} + D^2 \cdot R_i} \quad (3)$$

Com a equação (3) pode-se determinar a razão cíclica D . Fazendo-se as variações na tensão de entrada iguais a zero, pode-se determinar a função de transferência da tensão de saída pela razão cíclica ($G(s)$), mostrada na expressão (8). Da mesma forma, fazendo as variações na razão cíclica iguais a zero, determina-se a função de transferência

da tensão de saída pela tensão de entrada ($F(s)$), mostrada em (10).

Se o conversor não tivesse filtro de entrada, a função $G(s)$ seria dada por (9). Esta expressão é bastante conhecida para conversores Buck e derivados deste.

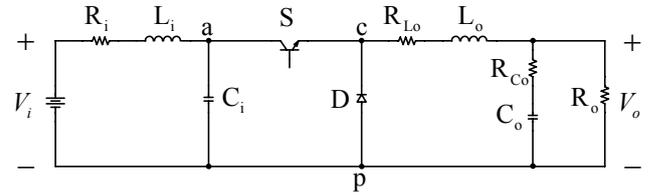


Fig. 4 - Conversor Buck CC-CC.

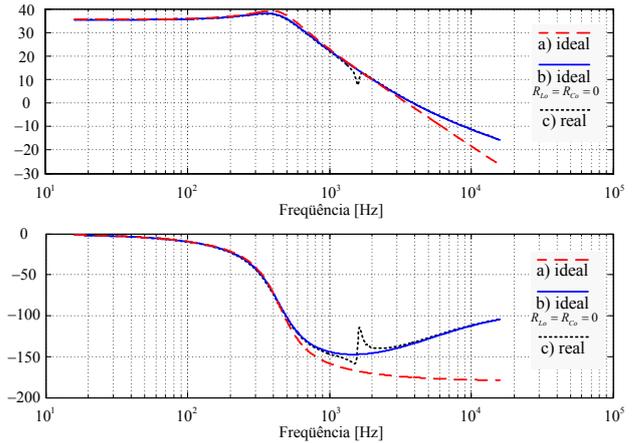


Fig. 5 - Diagrama de Bode de $G(s)$.

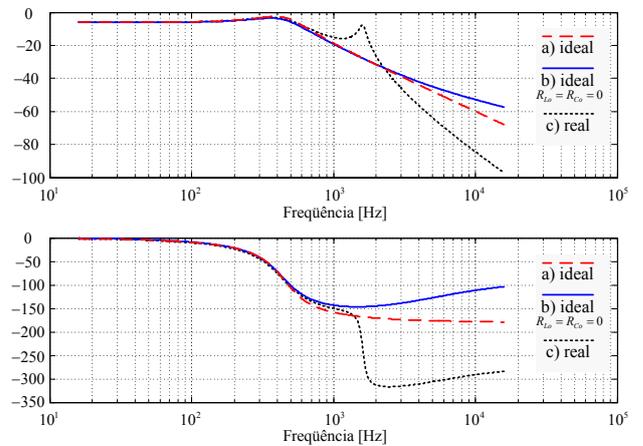


Fig. 6 - Diagrama de Bode de $F(s)$.

Nas Fig. 5 e Fig. 6 mostram-se os diagramas de Bode de $G(s)$ e $F(s)$, inicialmente sem filtro de entrada (a) e com R_{L_o} e R_{C_o} iguais a zero (b), e finalmente com todos os elementos (c), com os parâmetros a seguir:

- $V_i = 60 V$; Tensão de entrada.
- $V_o = 30 V$; Tensão de saída.
- $F_s = 20 \text{ kHz}$; Frequência de comutação.
- $P_o = 180 W$; Potência de saída.
- $H = 0,1$; Atenuação do sensor de saída.
- $F_m = 1/5$; Ganho do modulador.
- $C_o = 100 \mu F$; Capacitor do filtro de saída.
- $R_{C_o} = 0,35 \Omega$; Resistência do capacitor.
- $L_o = 1,25 \text{ mH}$; Indutor do filtro de saída.
- $R_{L_o} = 0,1 \Omega$; Resistência do indutor.
- $L_i = 100 \mu H$; Indutor do filtro de entrada.
- $R_i = 0,1 \Omega$; Resistência do indutor.

- $C_i = 100 \mu F$; Capacitor do filtro de entrada.

Para verificar o comportamento dinâmico do sistema foi projetado um compensador do tipo proporcional-integral-derivativo (PID), com a função de transferência dada por (4).

$$C(s) = 10000 \cdot \frac{(1 + 0,00036 \cdot s) \cdot (1 + 0,00036 \cdot s)}{s \cdot (1 + 3,5 \cdot 10^{-5} \cdot s)} \quad (4)$$

Verifica-se na Fig. 7 a resposta ao degrau do sistema em malha fechada. Nota-se que sem filtro de entrada (a) ou com R_{Lo} e R_{Co} iguais a zero (b) o sistema é estável. No entanto, com o filtro de entrada, sistema real (c), o mesmo fica bastante oscilatório.

Para eliminar o problema do filtro de entrada pode-se utilizar uma malha de *feedforward*, monitorando a tensão sobre o capacitor do filtro de entrada e somando um sinal adequado com a tensão de controle. Necessita-se então determinar a função de transferência da tensão no capacitor de entrada pela razão cíclica (\hat{V}_{in}/\hat{d}). Esta função é denominada de $Y(s)$ e está mostrada na expressão (11).

No diagrama de blocos mostrado na Fig. 8 mostra-se a malha interna (*feedforward*) utilizada para eliminar a interação entre o filtro de entrada e o circuito de controle. Verifica-se que é necessário determinar a função de transferência do bloco denominado de $C_p(s)$. Para facilitar o estudo analítico não foi utilizada a função de transferência do bloco saturador, isto é, considera-se este bloco como um ganho unitário.

A seguir será apresentada a metodologia para determinar $C_p(s)$, a qual é geral e pode ser aplicada a qualquer conversor. Em alguns casos, o compensador $C_p(s)$ pode ser de difícil implementação, por exemplo, no conversor apresentado em (Petry, C. A., Fagundes, J. C. S and Barbi, I. (2003)).

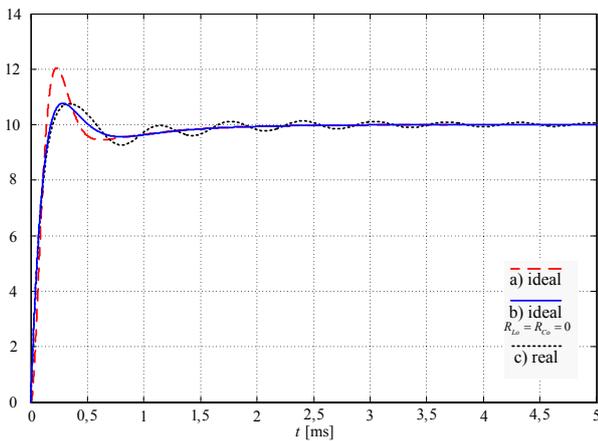


Fig. 7 - Resposta ao degrau do sistema em malha fechada.

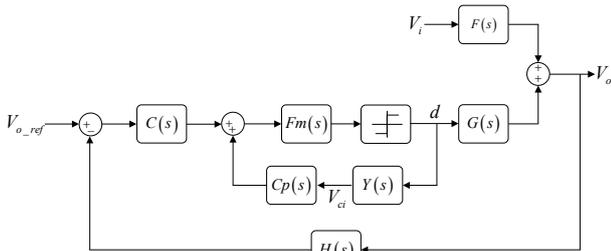


Fig. 8 - Diagrama de blocos com a malha interna.

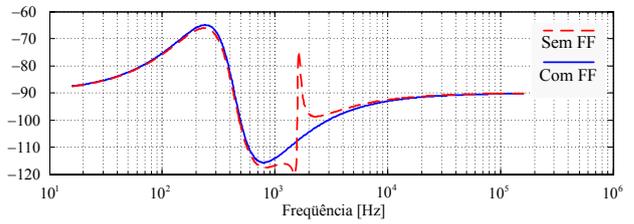
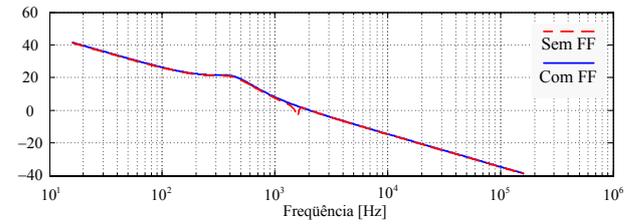


Fig. 9 - FTLA com e sem *feedforward*.

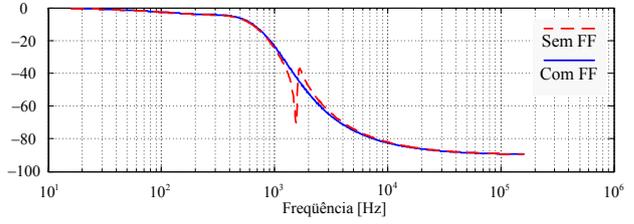
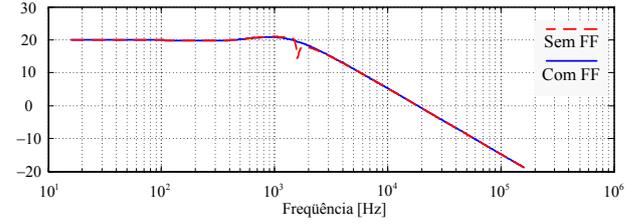


Fig. 10 - FTMF com e sem *feedforward*.

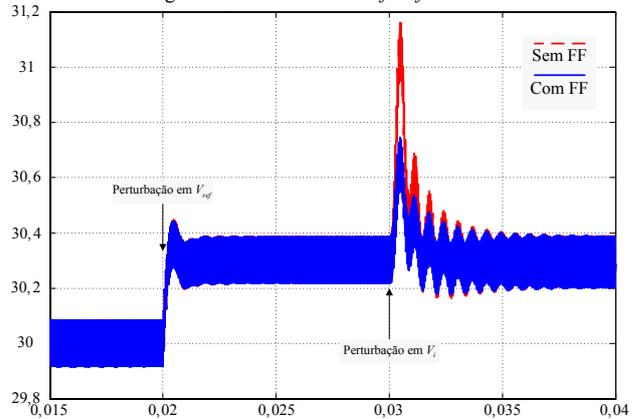


Fig. 11 – Resultado de simulação da resposta do sistema ao seguimento da referência.

A função de transferência da tensão de controle pela razão cíclica com a malha de *feedforward* (\hat{V}_x/\hat{d}) é dada por (5).

$$\frac{\hat{V}_x}{\hat{d}} = \frac{F_m}{1 - F_m \cdot C_p(s) \cdot Y(s)} \quad (5)$$

Para determinar $C_p(s)$ faz-se uso da igualdade dada por (6), isto é, $C_p(s)$ deve ter efeito de cancelamento de pólos e zeros, a fim de tornar o sistema idêntico a um sistema sem filtro de entrada. Assim, $C_p(s)$ será dado por (7).

$$F_m \cdot G(s)|_{Z_i=0} = \frac{F_m}{1 - F_m \cdot C_p(s) \cdot Y(s)} \cdot G(s) \quad (6)$$

$$C_p(s) = \frac{-D}{F_m \cdot V_{ap}} \quad (7)$$

$$\frac{\hat{V}_o}{\hat{d}} = \frac{R_o \cdot [V_{ap} - D \cdot Z_i(s) \cdot I_c] \cdot (1 + s \cdot C_o \cdot R_{Co})}{s^2 \cdot L_o \cdot C_o \cdot (R_o + R_{Co}) + s \cdot [L_o + C_o \cdot (R_o \cdot R_{Lo} + R_o \cdot R_{Co} + R_{Lo} \cdot R_{Co})] + (R_o + R_{Lo}) + D^2 \cdot Z_i(s) \cdot [s \cdot C_o \cdot (R_o + R_{Co}) + 1]} \quad (8)$$

$$\frac{\hat{V}_o}{\hat{d}} \Big|_{Z_i=0} = \frac{R_o \cdot [V_{ap} \cdot (1 + s \cdot C_o \cdot R_{Co})]}{s^2 \cdot L_o \cdot C_o \cdot (R_o + R_{Co}) + s \cdot [L_o + C_o \cdot (R_o \cdot R_{Lo} + R_o \cdot R_{Co} + R_{Lo} \cdot R_{Co})] + (R_o + R_{Lo})} \quad (9)$$

$$\frac{\hat{V}_o}{\hat{V}_i} = \frac{R_o \cdot D \cdot H_i(s) \cdot (1 + s \cdot C_o \cdot R_{Co})}{s^2 \cdot L_o \cdot C_o \cdot (R_o + R_{Co}) + s \cdot [L_o + C_o \cdot (R_o \cdot R_{Lo} + R_o \cdot R_{Co} + R_{Lo} \cdot R_{Co})] + (R_o + R_{Lo}) + D^2 \cdot Z_i(s) \cdot [s \cdot C_o \cdot (R_o + R_{Co}) + 1]} \quad (10)$$

$$Y(s) = \frac{\hat{V}_{in}}{\hat{d}} = -Z_i \cdot \left[I_c + D \cdot \left(\frac{s \cdot C_o}{1 + s \cdot C_o \cdot R_{Co}} + \frac{1}{R_o} \right) \cdot G(s) \right] \quad (11)$$

Nota-se que $C_p(s)$ será um ganho, facilmente implementável.

As funções de transferência de laço aberto e de malha fechada são mostradas nas Fig. 9 e Fig. 10. Nota-se que com a inserção da malha de *feedforward* o efeito do filtro de entrada foi eliminado completamente.

Na Fig. 11 mostram-se as formas de onda da tensão de saída para simulação no *software* Psim para seguimento da referência sem e com *feedforward*. Pode-se verificar que no transitório da tensão de entrada a resposta do conversor operando com malha de *feedforward* é melhorada.

4. Conversor CC-CA (Inversor)

O circuito elétrico do conversor Buck CC-CA (Inversor) é mostrado na Fig. 12.

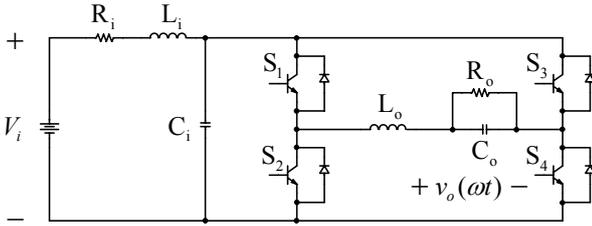


Fig. 12 - Conversor Buck CC-CA.

A partir do modelo de regime permanente, mostrado na Fig. 3, obtém-se:

$$I_c = \frac{V_o}{R_o} \quad (12)$$

$$V_{ap} = \frac{V_o}{D} \quad (13)$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{D}{1 + D^2 \cdot \frac{R_i}{R_o}} \quad (14)$$

A razão cíclica (D) pode ser determinada a partir da expressão (14). Procedendo da mesma forma que no caso do Conversor CC-CC podem-se obter as funções de transferência $G(s)$ e $F(s)$, conforme (19) e (20), respectivamente. O filtro de entrada, para a configuração em questão tem as funções de transferência dadas por (15) e (16).

$$H_i(s) = \frac{\hat{V}_{in}}{\hat{V}_i} = \frac{1}{s^2 \cdot L_i \cdot C_i + s \cdot C_i \cdot R_i + 1} \quad (15)$$

$$Z_i(s) = \frac{s \cdot L_i + R_i}{s^2 \cdot L_i \cdot C_i + s \cdot C_i \cdot R_i + 1} \quad (16)$$

Os diagramas de bode das funções de transferência $G(s)$ e $F(s)$ são mostrados nas Fig. 13 e Fig. 14. Os parâmetros utilizados nas simulações são mostrados a seguir:

- $V_i = 311 \text{ V}$; Tensão de entrada.
- $V_o = 155,5 \text{ V}$; Tensão de saída de pico.
- $F_s = 20 \text{ kHz}$; Frequência de comutação.
- $P_o = 1210 \text{ W}$; Potência de saída.
- $H = 0,01$; Atenuação do sensor de saída.
- $F_m = 1/5$; Ganho do modulador.
- $C_o = 33 \mu\text{F}$; Capacitor do filtro de saída.
- $L_o = 240 \mu\text{H}$; Indutor do filtro de saída.
- $L_i = 100 \mu\text{H}$; Indutor do filtro de entrada.
- $R_i = 0,05 \Omega$; Resistência do indutor.
- $C_i = 100 \mu\text{F}$; Capacitor do filtro de entrada.

Verifica-se pela Fig. 13 que tanto o ganho como a fase sofrem alterações significativas com a inserção de um filtro na entrada do conversor. Da mesma forma, a Fig. 14 mostra que a fase da função de transferência $F(s)$ tem uma alteração de 180° quando ocorre a inserção do filtro de entrada.

De modo idêntico ao conversor CC-CC, projetou-se um compensador PID para verificar o comportamento dinâmico do sistema em malha fechada. Este compensador é dado por (17).

$$C(s) = 20000 \cdot \frac{(1 + 9 \cdot 10^{-5} \cdot s) \cdot (1 + 9 \cdot 10^{-5} \cdot s)}{s \cdot (1 + 1 \cdot 10^{-6} \cdot s)} \quad (17)$$

Assim, na Fig. 15 é mostrada a resposta ao degrau, do sistema em malha fechada, sem filtro na entrada (a) e com o filtro na entrada (b). Conclui-se que o sistema pode se tornar instável, dependendo dos parâmetros do filtro de entrada.

Se for utilizada a mesma estratégia do conversor CC-CC para eliminação do efeito do filtro de entrada, determina-se que a função de transferência de $C_p(s)$ será dada por (18), expressão idêntica à do conversor CC-CC Buck, que é facilmente implementável e que independe dos parâmetros do filtro de entrada $Z_i(s)$ e $H_i(s)$.

$$C_p(s) = \frac{-D}{F_m \cdot V_{ap}} \quad (18)$$

A função de transferência da tensão no capacitor do filtro de entrada pela razão cíclica (\hat{V}_i/\hat{d}) é dada por (21).

Inserindo a função $C_p(s)$ nas funções de transferência de laço aberto (F_{TLA}) e de malha fechada (F_{TMF}) do sistema, obtém-se o diagrama de Bode mostrado na Fig. 16.

Realizando uma simulação para seguimento da referência, obtém-se as respostas mostradas na Fig. 17. Nota-se que a resposta do sistema com a malha de *feedforward* tem um comportamento melhor, comparando-a com a resposta sem malha de *feedforward*. Deve-se ressaltar que o método aqui utilizado é de cancelamento de pólos e zeros,

o que na prática não ocorre da forma desejada. No entanto, o funcionamento da malha *feedforward* melhora significativamente a resposta do sistema. Outro ponto que deve ser observado é que a malha de *feedforward* aqui implementada não é adaptativa, no sentido de se ajustar às variações na tensão de entrada. Em (Kelkar, S. S. and Lee, F. C. (1984)) foi mostrado uma forma simples de realizar tal tarefa.

A implementação digital do controle estudado neste trabalho também é possível, porém, o efeito de cancelamento de pólos e zeros pode ser comprometido por dificuldades típicas deste tipo de controle, como por exemplo, problemas numéricos.

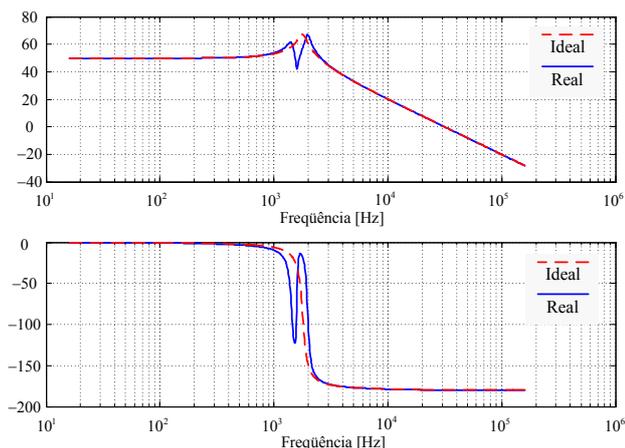


Fig. 13 - Diagrama de Bode de $G(s)$.

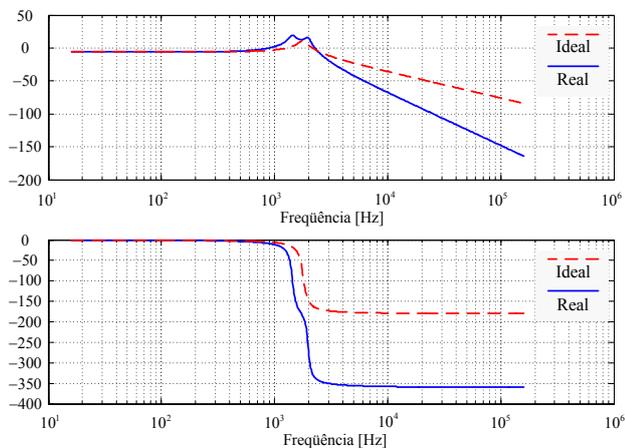


Fig. 14 - Diagrama de Bode de $F(s)$.

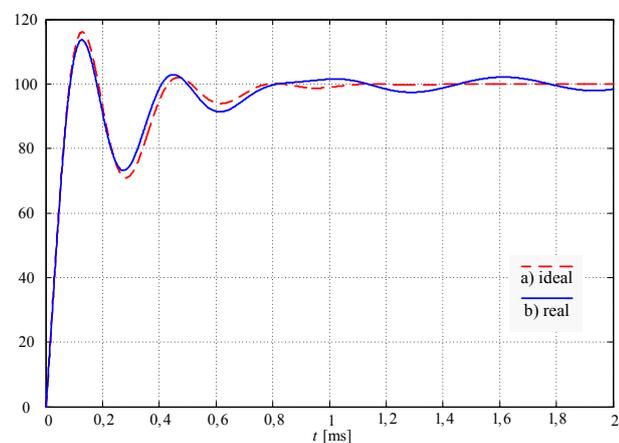


Fig. 15 - Resposta ao degrau do sistema em malha fechada.

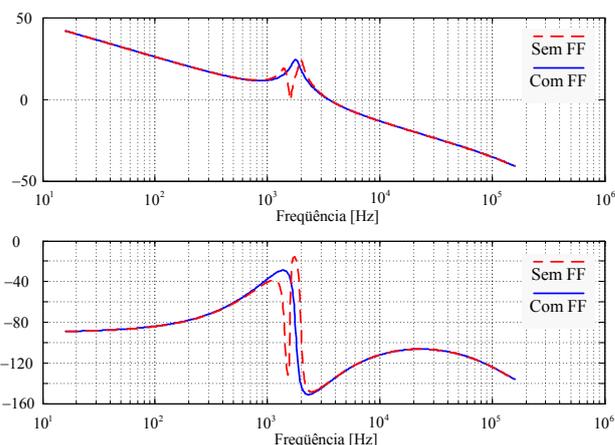


Fig. 16 - FTLA com e sem malha de *feedforward*.

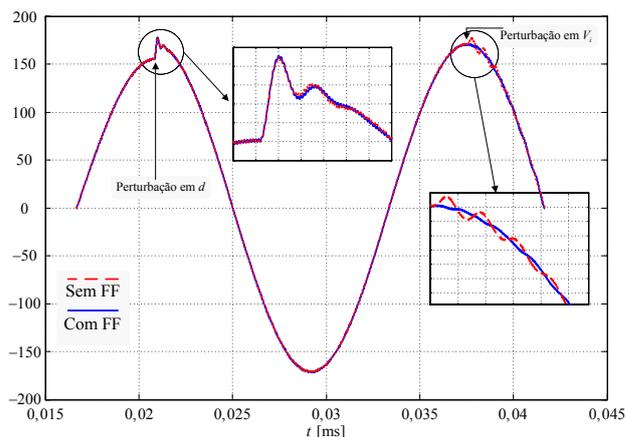


Fig. 17 - Resposta do sistema em malha fechada ao seguimento da referência.

5. Conversor CA-CA (Estabilizador)

O circuito elétrico do conversor Buck CA-CA (Estabilizador abaixador) é mostrado na Fig. 18. Este conversor foi abordado em (Petry, C. A., Fagundes, J. C. S and Barbi, I. (2003)) podendo ser dividido, para fins de análise, em dois conversores ponte completa: o primeiro funcionando como retificador e o segundo como inversor. A principal vantagem deste conversor é a ausência do barramento CC, não sendo necessária a utilização de capacitores de grande valor. Na configuração apresentada aqui, este conversor é apenas abaixador.

As funções de transferência para o estabilizador CA-CA são idênticas às obtidas para o inversor CC-CA, visto que a modelagem é realizada considerando-se as tensões senoidais de entrada e saída no ponto de máximo valor (pico da senóide). Além disso, considera-se que o conversor CA-CA é simétrico em relação às tensões positivas e negativas e, assim, modela-se o mesmo apenas para o semiciclo positivo da tensão senoidal. No entanto, uma das principais diferenças entre os dois conversores está na razão cíclica em regime permanente, a qual não possui formato senoidal, mas formato retangular, como pode ser comprovado pela expressão (23).

A razão cíclica é dada pela relação entre a tensão de saída do inversor e a tensão na sua entrada. Como a tensão na entrada do inversor é a saída do retificador, tem-se na entrada do inversor a tensão da rede retificada. Portanto valem as expressões (22) e (23).

$$G(s) = \frac{\hat{V}_o}{\hat{d}} = \frac{R_o \cdot (V_{ap} - D \cdot Z_i(s) \cdot I_c)}{s^2 \cdot L_o \cdot C_o \cdot R_o + s \cdot L_o + R_o + D^2 \cdot Z_i(s) \cdot (s \cdot C_o \cdot R_o + 1)} \quad (19)$$

$$F(s) = \frac{\hat{V}_o}{\hat{V}_i} = \frac{R_o \cdot D \cdot H_i(s)}{s^2 \cdot L_o \cdot C_o \cdot R_o + s \cdot L_o + R_o + D^2 \cdot Z_i(s) \cdot (s \cdot C_o \cdot R_o + 1)} \quad (20)$$

$$Y(s) = \frac{\hat{V}_{in}}{\hat{d}} = -Z_i \cdot \left[I_c + D \cdot \left(\frac{s \cdot C_o}{1 + s \cdot C_o \cdot R_{Co}} + \frac{1}{R_o} \right) \cdot G(s) \right] \quad (21)$$

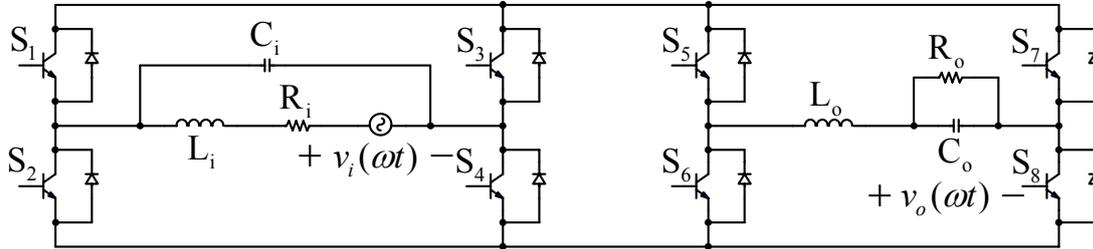


Fig. 18 - Conversor Buck CA-CA.

$$D(\omega t) = \frac{V_o \cdot \text{sen}(\omega t)}{|V_i \cdot \text{sen}(\omega t)|} \quad (22)$$

$$D(\omega t) = \begin{cases} +V_o/V_i & 0 \leq \omega t \leq \pi \\ -V_o/V_i & \pi \leq \omega t \leq 2\pi \end{cases} \quad (23)$$

6. Conclusão

Estudou-se neste trabalho a interação entre o filtro de entrada e o circuito de controle de conversores do tipo Buck. O trabalho foi dividido em três etapas, abordando: conversores CC-CC, conversores CC-CA (inversores) e conversores CA-CA (estabilizador abaixador).

A eliminação do efeito da interação entre o filtro de entrada e a malha de controle foi conseguido através da implementação de uma malha de *feedforward*, aplicada aos conversores citados. Uma metodologia simples para determinar a função de transferência do compensador da malha de *feedforward* foi apresentada, e pode ser aplicada a outros conversores, além daqueles estudados neste trabalho.

Variações paramétricas nos componentes do filtro de entrada ou do conversor não alteram a resposta do sistema em malha fechada, decorrente do uso da malha de *feedforward*. No entanto, como a técnica se baseia no cancelamento de pólos e zeros e o conversor possui limitação na razão cíclica máxima, esse cancelamento pode não ser perfeito, alterando o desempenho do sistema.

Os resultados de simulação no Matlab e Psim foram apresentados mostrando o bom funcionamento da solução adotada.

Referências Bibliográficas

Erickson, R. W. (1999). Optimal Single Resistor Damping of Input Filter. *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 1999 Record, pp. 1073-1079.

Kelkar, S. S. and Lee, F. C. (1982). A Novel Input Filter Compensation Scheme for Switching Regulators.

IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1982 Record, pp. 260-271.

Kelkar, S. S. and Lee, F. C. (1983). A Novel FeedForward Compensation Canceling Input Filter-Regulator Interaction. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, Vol.AES-19, No. 2; pp. 258-268.

Kelkar, S. S. and Lee, F. C. (1984). Adaptive Input Filter Compensation for Switching Regulators. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, Vol.AES-20, No. 1; pp. 275-284.

Lee, F. C. and Yu, Y. (1979). Input-Filter Design for Switching Regulators. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, Vol.AES-15, No. 5; pp. 627-634.

Mitchell, D. M. (1999). Power Line Filter Design Considerations for DC-DC Converters. *IEEE Industry Applications Magazine*, November/December; pp. 16-26.

Petry, C. A., Fagundes, J. C. S and Barbi, I. (2003). AC-AC Indirect Converter for Application as Line Conditioner. *7º Brazilian Power Electronics Conference (COBEP'2003)*, Fortaleza, CE - Brazil, p. 509-514.

Redl, R. and Kislovski, A. S. (1992). Source Impedance and Current-Control Loop Interaction in High-Frequency Power-Factor Correctors. *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 1992 Record, pp. 483-488.

Spiazzi, G. e Pomilio, J. A. (1999a). Estudo das Instabilidades Produzidas pela Interação entre o Conversor e Filtro de Linha em Pré-Reguladores de Fator de Potência. *SBA Controle & Automação*, Vol.10, No. 3; pp. 131-138.

Spiazzi, G. and Pomilio, J. A. (1999b). Interaction Between EMI Filter and Power Factor Preregulators with Average Current Control: Analysis and Design Considerations. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 46, No. 3; pp. 577-584.

Vlatkovic, V.; Borojevic, D, and Lee, F. C. (1993). Input Filter Design for Power Factor Correction Circuits. *International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation*, 1993 Proceedings, pp. 954-958.