

ESTUDO DAS INSTABILIDADES PRODUZIDAS PELA INTERAÇÃO ENTRE CONVERSOR E FILTRO DE LINHA EM PRÉ-REGULADORES DE FATOR DE POTÊNCIA

Giorgio Spiazzi⁽¹⁾ e José Antenor Pomilio⁽²⁾

⁽¹⁾Dipartimento di Elettronica e Informatica
Università di Padova – Itália

⁽²⁾Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação
Universidade Estadual de Campinas - Brasil

Resumo: Analisa-se o efeito da impedância da fonte CA, devido à presença do filtro de IEM, sobre a estabilidade de Pré-reguladores de Fator de Potência operando com controle pela corrente média. Faz-se uma modelagem no espaço de estado, de modo a ser possível derivar uma expressão simples que permita um projeto seguro para o sistema. Estudam-se os casos dos conversores “boost”, SEPIC e ‘Cuk. Uma simples modificação no compensador de corrente normalmente utilizado em tais conversores permite aumentar significativamente a robustez do sistema. Resultados experimentais em protótipos de 600W são apresentados, verificando-se a eficácia da modelagem e da solução propostas.

Abstract: The effects of a non negligible source impedance, due to the presence of an input EMI filter, on the stability of Power Factor Preregulators (PFP) with average current control are analyzed by using a State Space Averaged model. The model allows deriving a simple expression for the loop gain in terms of the converter current loop gain. The overall system stability was studied for boost, ‘Cuk and SEPIC PFP topologies. A simple modification of the standard current control loop is proposed which increases the converter robustness against instabilities. Comparison between model forecasts and experimental measurements was carried out using prototypes rated at 600W.

Key-words: Switching rectifiers; Filtering problems; Stability analysis; Power supplies.

1 INTRODUÇÃO

O uso de Pré-reguladores de Fator de Potência (PFP) tem se tornado importante devido à necessidade de redução do conteúdo harmônico da corrente absorvida da rede pelos equipamentos eletro-eletrônicos. Em particular, a norma internacional IEC 1000-3-2 estabelece limites para as

componentes harmônicas da corrente absorvida da rede. Nos últimos anos têm sido muito estudados circuitos PFPs. Dentre eles, o conversor “boost” operando no modo de condução contínua (MCC), com controle pela corrente média é provavelmente o mais popular para soluções monofásicas, devido à sua simplicidade, baixa ondulação na corrente de entrada e disponibilidade de circuitos integrados (CI) dedicados ao seu controle.

O projeto de tal conversor, incluindo o aspecto de controle, é amplamente descrito, dentre outros por Zhou e Jovanovic (1992) e Balogh e Redl (1993). A mesma estratégia de controle pode ser aplicada às topologias ‘Cuk e SEPIC, as quais, diferentemente do conversor “boost”, permitem isolamento em alta frequência, operação abaixadora-elevadora de tensão, proteção contra curto-circuito e minimização da ondulação da corrente de entrada pelo acoplamento dos indutores da topologia (Spiazzi e Mattavelli, 1994).

Devido à operação em alta frequência, deve-se fazer uso de filtros de Interferência Eletromagnética - IEM, de modo que o equipamento adeque-se às normas pertinentes, como, por exemplo, a série IEC CISPR. Para este fim, um filtro de IEM é colocado entre a entrada do conversor e a rede. Este fato pode levar um sistema originalmente estável a apresentar instabilidades devido à interação entre filtro e conversor. Este fenômeno é bem conhecido (Middlebrook, 1976), (Erich e Polivka, 1990), (Redl e Kislovsky, 1992). Em particular Redl e Kislovsky (1992) apresentam uma análise (para o conversor “boost”) similar à apresentada aqui. No entanto, a expressão ali derivada não é facilmente utilizável em uma metodologia de projeto que procure evitar situações de instabilidade. Mais que isso, tal modelo não é capaz de prever instabilidades que o modelo proposto por Spiazzi *et al.* (1998) para o conversor “boost” faz. A contribuição do presente artigo é a extensão desta última modelagem incluindo também as topologias ‘Cuk e SEPIC. Os resultados do método proposto sugerem uma modificação na malha interna de corrente, que permite maior robustez do sistema. As medições realizadas em protótipos demonstram a boa correspondência entre o modelo e o comportamento real dos conversores.

Artigo Submetido em 01/07/1998

1a. Revisão em 09/11/1998; 2a. Revisão em 03/02/1999

Aceito sob recomendação do Ed. Consultor Prof. Dr. Edson H. Watanabe

2 ANÁLISE DA INTERAÇÃO FILTRO-CONVERSOR

Para ilustrar a natureza do problema, considere-se o conversor PFP “boost” cujo esquema simplificado, com controle por corrente média está mostrado na Fig. 1, juntamente com o filtro de IEM. A corrente tem o formato desejado graças à malha interna que força a corrente pelo indutor de entrada seguir a referência i_{REF} . Tal referência é obtida a partir da tensão retificada u_g (o bloco k é um fator de escala), que é multiplicada pela saída u_c do amplificador de erro de tensão (praticamente um nível CC). Esta mesma estrutura pode ser usada nos conversores 'Cuk e SEPIC. Na mesma figura tem-se um modelo para a interface entre o filtro e o conversor, utilizando-se o circuito equivalente de Thevenin, no qual tem-se os seguintes parâmetros: H_F é a atenuação e Z_{OF} é a impedância de saída do filtro, enquanto Z_{IC} é a impedância de entrada do conversor (Y_{IC} é a respectiva admitância). Pode-se, então, escrever:

$$\frac{u_g}{u_i} = \frac{H_F}{1 + \frac{Z_{OF}}{Z_{IC}}} = \frac{H_F}{1 + T_F} \quad (1)$$

$$T_F = \frac{Z_{OF}}{Z_{IC}} = Z_{OF} Y_{IC} \quad (2)$$

T_F pode ser interpretado como um ganho de malha que deve satisfazer ao critério de estabilidade de Nyquist. Se $|T_F(j\omega)|$ for sempre menor que 1, não há instabilidade. Este critério tem sido utilizado no projeto de conversores, principalmente os CC-CC (Middlebrook, 1978). No caso de PFPs existem limitações adicionais tanto em termos do filtro quanto do conversor (Vlatkovic *et alli*, 1996). É comum ter-se $|T_F(j\omega)| > 1$ numa faixa de frequências acima da frequência de corte da malha de corrente, principalmente para baixas tensões de entrada e altas correntes de saída. Da eq. (2), vê-se que o conhecimento da impedância (ou admitância) de entrada do conversor é pré-requisito para a análise da estabilidade.

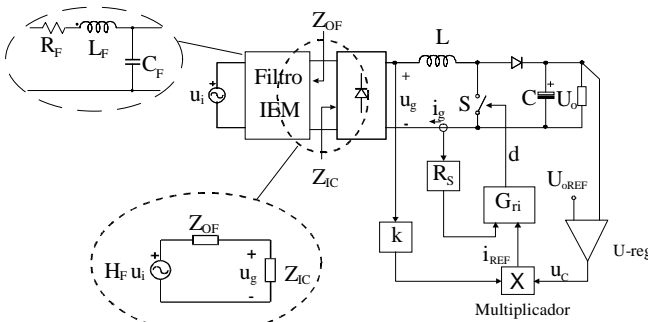


Fig.1. Esquema básico de conversor “boost” PFP, com controle por corrente média e filtro de IEM.

3 ADMITÂNCIA DE ENTRADA DE PFPs

A seguir faz-se a determinação das admitâncias de entrada para os conversores “boost”, 'Cuk e SEPIC. Considera-se a tensão de saída U_o constante. Da Fig. 1, as relações impostas pelo controlador entre a razão cíclica, d , e perturbações na tensão de entrada e na corrente são:

$$\hat{d} = K_u(s)\hat{u}_g + K_i(s)\hat{i}_g + K_c(s)\hat{u}_c \approx K_u(s)\hat{u}_g + K_i(s)\hat{i}_g \quad (3)$$

onde $\hat{}$ significa perturbação em relação ao valor de regime permanente.

Dado que a malha de tensão tem resposta muito lenta, pode-se considerar u_c constante na faixa de frequências de interesse. Assim, sendo $\hat{u}_c = 0$, a eq. (3) pode ser simplificada.

Da análise apresentada no Apêndice (que se refere a CIs como o UC3854 ou o L4981) pode-se verificar que as expressões para os coeficientes $K_u(s)$ e $K_i(s)$ são:

$$K_i(s) = -\frac{R_s}{U_{OSC}} G_{ri}(s) \quad (4)$$

$$K_u(s) = -\frac{I_g}{U_g} K_i(s) = -G_{IC} K_i(s) \quad (5)$$

Nestas equações, R_s é a resistência sensora da corrente; U_{OSC} é a amplitude da onda triangular, usada para produzir o sinal modulado em largura de pulso que comanda o transistor; $G_{ri}(s)$ é a função de transferência do compensador de corrente; U_g e I_g são, respectivamente, os valores eficazes da tensão e da corrente de entrada.

Do modelo de pequenos sinais (Kisloviski *et alli*, 1991), a relação entre corrente de entrada, razão cíclica e perturbações na tensão de entrada é:

$$\hat{i}_g = Y_{HF}(s)\hat{u}_g + G_{id}(s)\hat{d} + C(s)\hat{u}_o \approx Y_{HF}(s)\hat{u}_g + G_{id}(s)\hat{d} \quad (6)$$

O símbolo Y_{HF} , usado para o primeiro coeficiente em (6), representa a admitância do conversor em frequência acima da frequência de corte da malha de corrente. Nesta região, devido ao baixo ganho desta malha, a razão cíclica pode ser considerada constante ($\hat{d} = 0$). G_{id} representa a função de transferência entre razão cíclica e corrente de entrada, sendo usada para o cálculo do ganho da malha de corrente. De fato, de (3) e (6), o ganho da malha, $T_i(s)$, pode ser determinado considerando $\hat{u}_g = 0$:

$$T_i(s) = -G_{id} K_i(s) \quad (7)$$

3.1 Análise do compensador

O projeto usual da malha de corrente (Spiazzi e Mattavelli, 1994) normalmente emprega um compensador PI com um polo adicional em alta frequência, cuja finalidade é rejeitar a ondulação de alta frequência presente na corrente devido à comutação. Sua função de transferência é dada por:

$$G_{ri}(s) = 1 + \frac{\omega_{ri}}{s} \left(\frac{1 + s/\omega_{zi}}{1 + s/\omega_{pi}} \right) \quad (8)$$

Usando (3-7), uma expressão geral para a admitância de entrada dos PFPs, independente da topologia, pode ser obtida:

$$Y_{IC}(s) = Y_{HF}(s) \frac{1}{1 + T_i(s)} + G_{IC} \frac{T_i(s)}{1 + T_i(s)} \quad (9)$$

Nota-se que abaixo da frequência de corte da malha de corrente ($|T_i(j\omega)| \gg 1$) a admitância de entrada tende a ser constante e igual a G_{IC} . Em frequências acima deste valor ($|T_i(j\omega)| \ll 1$) ela tende para Y_{HF} . De (5) tem-se que, em baixa frequência, a admitância de entrada G_{IC} depende do ponto de operação do conversor:

$$\bar{i}_g(\theta) = \frac{v_g(\theta)}{L} \cdot d^2 T_s \quad (10)$$

onde P_o é a potência de saída. De (10) conclui-se que a impedância de entrada, em baixa frequência, diminui para

potências altas e tensões baixas. Isto tornará o sistema mais susceptível a instabilidades induzidas pela interação com o filtro de IEM.

3.2 Conversor “boost” PFP

A eq. (6) para o conversor “boost” é obtida utilizando a modelagem por variáveis de estado médias (Kisloviski *et alii*, 1991), que conduz ao circuito equivalente mostrado na Fig. 2. Neste caso $d'=1-d$ é o complemento da razão cíclica. Sendo U_o constante, o modelo pode ser simplificado (Fig 2b), obtendo-se:

$$\hat{i}_g = \frac{1}{sL} \hat{u}_g + \frac{U_o}{sL} \hat{d} \quad (11)$$

Consequentemente, as expressões para o ganho da malha de corrente, $T_i(s)$, e a admitância de alta frequência $Y_{HF}(s)$ são, respectivamente:

$$T_i(s) = \frac{U_o}{sL} \cdot \frac{R_s}{U_{osc}} \cdot G_{ri}(s) \quad (12)$$

$$Y_{HF}(s) = \frac{1}{sL} \quad (13)$$

Substituindo tais valores na eq. (9), nota-se que a admitância de entrada do conversor “boost” não depende do valor instantâneo da tensão de entrada, dependendo apenas do seu valor eficaz, através de G_{IC} .

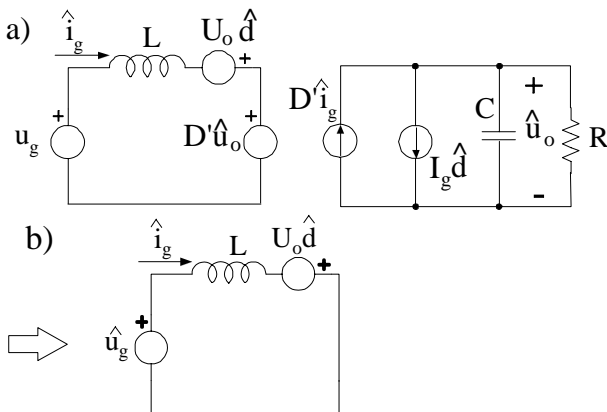


Fig.2. a) Modelo de conversor “boost” no espaço de estado médio no MCC; b) modelo simplificado para determinação da impedância de entrada.

3.3 Conversores 'Cuk e SEPIC

Os conversores 'Cuk e SEPIC operando como PFP estão mostrados na Fig. 3. Note o circuito de amortecimento colocado junto ao capacitor C_1 (R_d-C_d) usado para alisar a função de transferência, como sugerido por Middlebrook (1978). A determinação da admitância de entrada utiliza o modelo de chave PWM (Vorperian, 1990). O modelo simplificado para pequenos sinais, que resulta fazendo $\hat{u}_o = 0$, é mostrado na Fig. 3c.

As expressões para $G_{id}(s)$ e $Y_{HF}(s)$, utilizando $\tau_d = R_d \cdot C_d$ são:

$$G_{id}(s) = DU_D \frac{L'}{L_2 L_1 \cdot [s(1 + s\tau_d + s^2 L'(C_1 + C_d) + s^3 L' C_1 \tau_d)]} \quad (14)$$

$$\left[1 + s \left(\frac{I_C}{U_D} \frac{D'}{D} L_2 + \tau_d \right) + s^2 \frac{L_2}{D} \left(C_1 + C_d + \frac{I_C}{U_D} D' \tau_d \right) + s^3 \frac{L_2 C_1}{D} \tau_d \right]$$

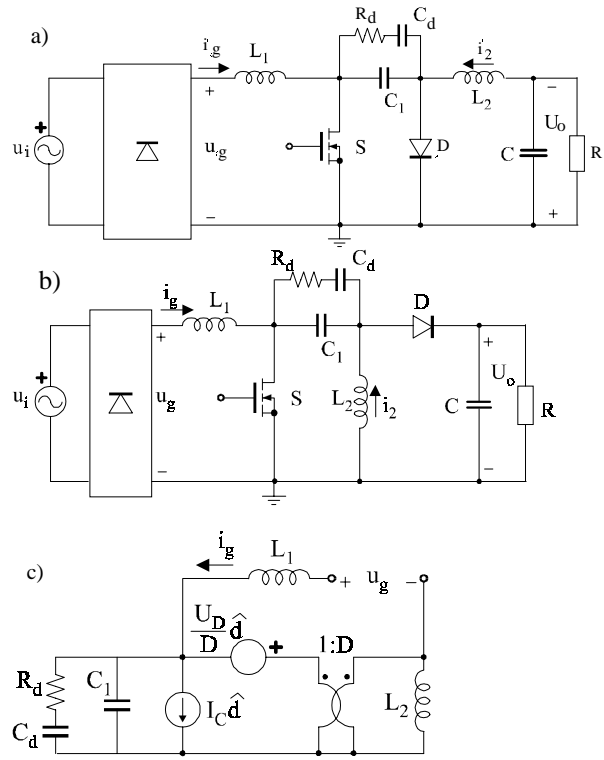


Fig. 3. Topologias básica de conversor (PFP): a) Cuk; b) SEPIC; c) modelo para pequenos sinais para determinação da impedância de entrada.

$$Y_{HF}(s) = \frac{1}{s} \frac{1}{L_1 \left(1 + \frac{D'^2 L_2}{D^2 L_1} \right)} \left[\frac{1 + s\tau_d + s^2 \frac{L_2}{D^2} (C_1 + C_d) + s^3 \frac{L_2 C_1}{D^2} \tau_d}{(1 + s\tau_d + s^2 L'(C_1 + C_d) + s^3 L' C_1 \tau_d)} \right] \quad (15)$$

onde $U_D(\theta) = u_g(\theta) + U_o$ e $I_C(\theta) = i_g(\theta) + i_2(\theta)$ são parâmetros que, juntamente com a razão cíclica, dependem do ponto de operação instantâneo do conversor, isto é, do ângulo relativo à tensão da rede $\theta = \omega_1 t$. O parâmetro L' é dado por:

$$L'(\theta) = \frac{L_1 L_2}{D^2 L_1 + D'^2 L_2} \quad (16)$$

Expressões sem a rede de amortecimento são obtidas fazendo $C_d = 0$ em (14) e (15).

Exemplos do comportamento de $Z_{IC}(s)$ para os diferentes conversores estão mostrados na Fig. 4, para diferentes valores de tensão de entrada ($\theta = \pi/2$ nos casos dos conversores 'Cuk e SEPIC). Os parâmetros utilizados são os mesmos indicados na seção de Resultados Experimentais. Como se pode observar, em alta frequência, as curvas convergem para $Z_{HF}(s) = sL$ (“boost”) ou $Z_{HF}(s) = sL_1$ ('Cuk e SEPIC). Em baixa frequência os módulos variam com o valor eficaz da tensão de entrada.

4 PREDIÇÕES DO MODELO

De (1) e (9) podem ser previstas instabilidades em alta frequência decorrentes da interação filtro-conversor. Considere-se como exemplo um conversor PFP SEPIC com um filtro de IEM de célula única, como aquele mostrado na Fig. 1. Tomem-se os seguintes parâmetros para o circuito de potência: Tensão de entrada $U_g = 127 \text{ V} \pm 20\%$ (valor eficaz); Tensão de saída $U_o = 200 \text{ V}$; Potência de saída $P_o = 600 \text{ W}$; $L_1 = 650 \text{ } \mu\text{H}$; $L_2 = 1,1 \text{ mH}$; $C_1 = 0,94 \text{ } \mu\text{F}$; $C = 330 \text{ } \mu\text{F}$; $R_d = 68 \text{ } \Omega$; $C_d = 2,2 \text{ } \mu\text{F}$. Para o circuito de controle tem-se: Resistência

tem-se uma situação instável associada ao ângulo maior, enquanto está-se praticamente no limite para o ângulo pequeno.

5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

A fim de validar o modelo proposto, foram construídos um protótipo do conversor “boost” e outro do SEPIC. Ambos foram alimentados a partir da rede utilizando um transformador isolador e um autotransformador (para variar a tensão de entrada). A indutância total do alimentador foi medida de modo a incluí-la no modelo do filtro de IEM. Este último, por sua vez, era uma célula única, como indicado na Fig. 1.

5.1 “Boost”

O protótipo foi construído com os seguintes parâmetros: $U_g = 127 \text{ V} \pm 20\%$ (valor eficaz); $U_o = 300 \text{ V}$; $P_o = 600 \text{ W}$; $f_s = 70 \text{ kHz}$; $L = 650 \mu\text{H}$; $C = 235 \mu\text{F}$; $R_s = 33 \text{ m}\Omega$; $U_{osc} = 5 \text{ V}$; $\omega_{hi} = 192 \text{ krd/s}$; $\omega_{zi} = 11,3 \text{ krd/s}$; $\omega_{pi} = 217 \text{ krd/s}$. A frequência de corte da malha de corrente, f_{CI} , varia entre 5 kHz e 8,3 kHz para tensões de saída entre 180 e 300 V. O valor da indutância do filtro altera-se em função da mudança na indutância resultante no alimentador, principalmente devido à variação do ponto de operação do autotransformador e à saturação do transformador para as situações acima do valor nominal da tensão.

Comparações entre medições e previsões do modelo estão na Tabela I, para diferentes pontos de operação. A coluna relativa às medições registra o valor de pico da tensão de entrada no qual o sistema se instabilizou, juntamente com a correspondente frequência de oscilação. A coluna MODELO I reporta as mesmas informações mas obtidas pelo modelo. Na coluna MODELO II indicam-se a frequência de oscilação e a margem de fase obtidas pelo modelo em correspondência com o valor da tensão de entrada no qual foi detectada a instabilidade.

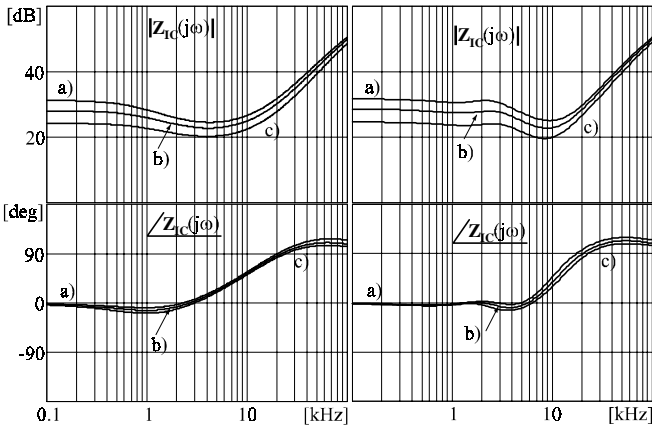


Fig. 4— Diagramas de Bode (módulo e fase) da impedância de entrada dos conversores PFP “boost” (esquerda) e 'Cuk ou SEPIC (direita, $p/\theta = \pi/2$). a) $U_g = 127\text{V} + 20\%$, b) $U_g = 127\text{V}$, c) $U_g = 127\text{V} - 20\%$

sensora de corrente $R_s = 33 \text{ m}\Omega$; Frequência de comutação $f_s = 70 \text{ kHz}$; Amplitude da onda triangular $U_{osc} = 5 \text{ V}$; Frequências angulares do compensador de corrente $\omega_{hi} = 162 \text{ krd/s}$; $\omega_{zi} = 9,42 \text{ krd/s}$; $\omega_{pi} = 180 \text{ krd/s}$.

Os elementos de filtro de IEM são: $R_F = 1 \Omega$, $L_F = 0,55 \text{ mH}$, $C_F = 470 \text{ nF}$.

Os diagramas de Bode resultantes para $T_F(j\omega)$, para 2 valores de tensão de entrada, estão na Fig. 5 (esquerda). Pode-se verificar que para baixa tensão de entrada o sistema torna-se instável, uma vez que na frequência de corte $f_{ca} = 20 \text{ kHz}$ (veja curva a)) a margem de fase é -8° . Para tensões mais altas o sistema é estável (em $f_{cb} = 18 \text{ kHz}$ a margem de fase é $+15^\circ$). Estas curvas são obtidas num ponto de operação correspondente ao pico da tensão de entrada ($\theta = \pi/2$). A dependência de $T_F(j\omega)$ com o ângulo θ é ilustrada na Fig. 5 (direita), na qual, para um mesmo valor de tensão de entrada, foram considerados os ângulos de $\pi/2$ e $\pi/200$. Neste caso,

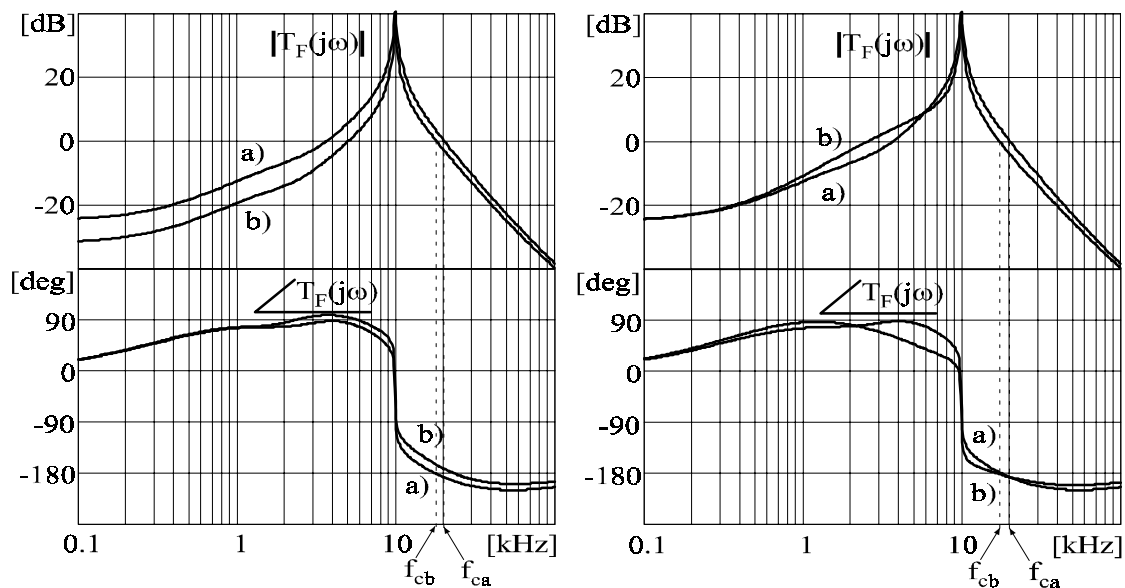
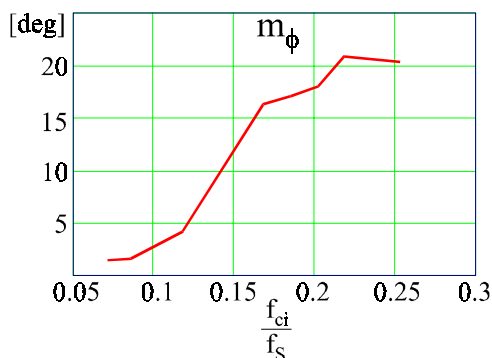


Fig. 5 - Diagrama de Bode de $T_F(j\omega)$ para conversor SEPIC. Esquerda: Ângulo constante ($\theta = \pi/2$) a) $U_g = 127\text{V} - 20\%$, b) $U_g = 127\text{V} + 20\%$. Direita: Tensão eficaz constante ($U_g = 127\text{V} - 20\%$) a) $\theta = \pi/2$, b) $\theta = \pi/200$

Tabela I – Comparação entre resultados experimentais e do modelo proposto para conversor “boost” PFP

Nº	Ponto de operação	Parâmetros do filtro	EXPERIMENTAL	MODELO I	MODELO II
1	$U_o = 180V$ $I_o = 2,75A$	$L_F = 0,89mH$ $C_F = 0,47\mu F$	$\hat{U}_g = 119V$ $f_{osc} = 17,24kHz$	$\hat{U}_g = 125V$ $f_{osc} = 16,34kHz$	$f_{cr} = 16,7kHz$ $m_\phi = -1,4^\circ$
2	$U_o = 220V$ $I_o = 0,8A$	$L_F = 1,12mH$ $C_F = 0,47\mu F$	$\hat{U}_g = 76,4V$ $f_{osc} = 17,86kHz$	$\hat{U}_g = 71V$ $f_{osc} = 17,2kHz$	$f_{cr} = 16,6kHz$ $m_\phi = 2,3^\circ$
3	$U_o = 220V$ $I_o = 1A$	$L_F = 1,12mH$ $C_F = 0,47\mu F$	$\hat{U}_g = 84,4V$ $f_{osc} = 18,12kHz$	$\hat{U}_g = 79,6V$ $f_{osc} = 17,2kHz$	$f_{cr} = 16,7kHz$ $m_\phi = 2^\circ$
4	$U_o = 220V$ $I_o = 1,5A$	$L_F = 1,07mH$ $C_F = 0,47\mu F$	$\hat{U}_g = 100V$ $f_{osc} = 18,2kHz$	$\hat{U}_g = 98V$ $f_{osc} = 17,2kHz$	$f_{cr} = 17kHz$ $m_\phi = 0,7^\circ$
5	$U_o = 220V$ $I_o = 2A$	$L_F = 0,89mH$ $C_F = 0,47\mu F$	$\hat{U}_g = 118V$ $f_{osc} = 18kHz$	$\hat{U}_g = 115V$ $f_{osc} = 17,34kHz$	$f_{cr} = 17,13kHz$ $m_\phi = 0,9^\circ$
6	$U_o = 300V$ $I_o = 1A$	$L_F = 1mH$ $C_F = 0,47\mu F$	$\hat{U}_g = 105V$ $f_{osc} = 18,5kHz$	$\hat{U}_g = 90V$ $f_{osc} = 19,3kHz$	$f_{cr} = 17,74kHz$ $m_\phi = 6,1^\circ$
7	$U_o = 300V$ $I_o = 1,5A$	$L_F = 0,67mH$ $C_F = 0,47\mu F$	$\hat{U}_g = 127V$ $f_{osc} = 17,86kHz$	$\hat{U}_g = 114V$ $f_{osc} = 19,5kHz$	$f_{cr} = 18,5kHz$ $m_\phi = 4,1^\circ$
8	$U_o = 300V$ $I_o = 2A$	$L_F = 0,55mH$ $C_F = 0,47\mu F$	$\hat{U}_g = 144V$ $f_{osc} = 18,2kHz$	$\hat{U}_g = 136V$ $f_{osc} = 19,8kHz$	$f_{cr} = 19,2kHz$ $m_\phi = 2,3^\circ$

Como se nota, há uma aproximação muito boa entre os resultados, principalmente nas situações em que a tensão de saída é menor. Como se pode observar na eq. (12), o ganho da malha de corrente depende de U_o , o que implica no fato de que a frequência de corte desta malha também depende desta tensão. O aumento no ganho leva a um aumento na frequência f_{ci} . A fim de verificar experimentalmente a precisão da modelagem foram feitos ensaios utilizando parâmetros que conduziam a diferentes valores de f_{ci} . A Fig. 6 mostra a margem de fase dada pelo modelo proposto no ponto de operação, obtido experimentalmente, no qual se observa a instabilidade (coluna MODELO II na Tabela I). Observa-se que a margem de fase (que deveria ser nula no caso de um modelo perfeito) aumenta à medida que a frequência de corte da malha de corrente cresce. Isto pode ser justificado pelo fato de diferentes tipos de atrasos não terem sido incorporados no

**Fig. 6 – Erro do modelo em função da frequência de corte (normalizada) da malha de corrente**

modelo como, por exemplo, os atrasos de comutação do transistor. À medida que f_{ci} aumenta, os atrasos vão se tornando mais significativos, levando à diminuição na precisão do modelo.

5.2 SEPIC

No caso dos conversores 'Cuk e SEPIC, a frequência de corte da malha de corrente depende também do valor instantâneo da tensão de entrada. Com os parâmetros já indicados anteriormente, a faixa de passagem da malha de corrente varia entre 6,4 kHz ($\theta = 0$) e 11,5 kHz ($\theta = \pi/2$), em condições nominais de operação. A Fig. 7 mostra formas de onda deste conversor no ponto em que foi detectada a instabilidade, correspondendo a uma tensão de pico de 150 V e corrente de pico de 6 A. Também para este caso foi feita análise semelhante àquela feita para o “boost”. Tais resultados, indicados na Tabela II, também mostraram muito boa concordância entre as medições e as previsões do modelo.

6 MODIFICAÇÃO NA MALHA DE CORRENTE

A eq. (9) sugere uma modificação simples no controlador de modo a aumentar a robustez do sistema. Em particular, pode-se notar que o segundo termo à direita de (9) vem do termo $K_u(s)$ em (3), ou seja, da passagem de u_g para i_{REF} (Fig. 1), sendo o termo que depende do valor eficaz da tensão de entrada. Se for inserido um filtro passa-baixas na referência de corrente, com uma frequência de corte suficientemente alta de modo a não degradar significativamente a forma senoidal da referência,

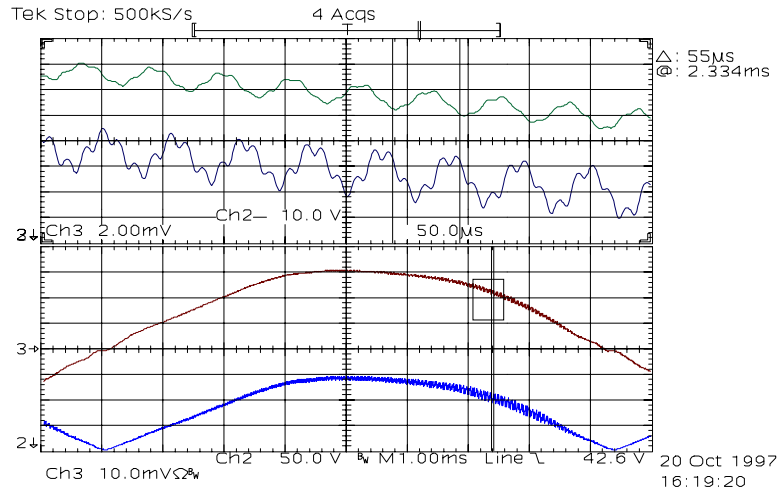


Fig.7. De cima para baixo: detalhe de $i_g(t)$; detalhe de $u_g(t)$; Tensão de entrada, $u_g(t)$ 50V/div; Corrente de entrada, $i_g(t)$ 2A/div.

então a admitância de entrada do conversor, $Y_{IC}(s)$, se modifica (veja Apêndice):

$$Y_{IC}(s) = Y_{HF}(s) \frac{1}{1 + T_i(s)} + G_{IC} \frac{T_i(s)}{1 + T_i(s)} \frac{1}{1 + s\tau_{PB}} \quad (17)$$

Uma comparação entre o ganho da malha, $T_F(j\omega)$, com esta alteração e sem ela, é mostrada na Fig. 8 ($f_{PB} = 1/(2\pi \cdot \tau_{PB}) = 1,85$ kHz) para o conversor SEPIC, no ponto de operação relativo à Fig. 7. Como se nota, esta simples alteração no compensador reduz a frequência de cruzamento de 18 kHz (f_{ca}) para 13,6 kHz (f_{cb}) e aumenta a margem de fase de 2,5° para 38,4°. Este filtro passa-baixas pode ser inserido no circuito simplesmente com a colocação do capacitor C_b , como mostrado na Fig. A1 do Apêndice. O mesmo procedimento foi utilizado para o conversor “boost” com idênticos benefícios, ou

seja, eliminando as instabilidades em todos os pontos de operação.

7 CONCLUSÕES

Neste artigo foram estudadas as interações entre o filtro de IEM de entrada e os PFPs, quando operando no modo de condução contínua com controle por corrente média. A partir de expressões para a admitância de entrada dos conversores e da função de transferência da malha de controle da corrente, foi estudado o comportamento global do sistema para os conversores “boost”, Cuk e SEPIC operando como PFP. A modelagem permite prever com boa precisão as instabilidades no sistema, principalmente em situações em que a frequência de corte da malha de corrente é razoavelmente baixa em

Tabela II – Comparação entre resultados experimentais e do modelo proposto para conversor SEPIC PFP

Nº	Ponto de operação	Parâmetros do filtro	EXPERIMENTAL	MODELO I	MODELO II
1	$U_o = 200V$ $I_o = 1,11A$	$L_F = 1,14mH$ $C_F = 0,47\mu F$	$\hat{U}_g = 97,6V$ $f_{osc} = 18kHz$	$\hat{U}_g = 91V$ $f_{osc} = 17,4kHz$	$f_{cr} = 17kHz$ $m_\phi = 3,7deg$
2	$U_o = 200V$ $I_o = 1,69A$	$L_F = 0,8mH$ $C_F = 0,47\mu F$	$\hat{U}_g = 126V$ $f_{osc} = 18kHz$	$\hat{U}_g = 117V$ $f_{osc} = 18,1kHz$	$f_{cr} = 17,7kHz$ $m_\phi = 3,5deg$
3	$U_o = 200V$ $I_o = 2,25A$	$L_F = 0,55mH$ $C_F = 0,47\mu F$	$\hat{U}_g = 143V$ $f_{osc} = 18kHz$	$\hat{U}_g = 142V$ $f_{osc} = 18,9kHz$	$f_{cr} = 18,9kHz$ $m_\phi = 0,3deg$
4	$U_o = 200V$ $I_o = 2,94A$	$L_F = 0,55mH$ $C_F = 0,47\mu F$	$\hat{U}_g = 176V$ $f_{osc} = 18kHz$	$\hat{U}_g = 167V$ $f_{osc} = 19,3kHz$	$f_{cr} = 19kHz$ $m_\phi = 3deg$
5	$U_o = 180V$ $I_o = 1,29A$	$L_F = 1,1mH$ $C_F = 0,47\mu F$	$\hat{U}_g = 100V$ $f_{osc} = 18kHz$	$\hat{U}_g = 95V$ $f_{osc} = 17kHz$	$f_{cr} = 16,8kHz$ $m_\phi = 2,3deg$
6	$U_o = 180V$ $I_o = 1,54A$	$L_F = 0,98mH$ $C_F = 0,47\mu F$	$\hat{U}_g = 112V$ $f_{osc} = 18kHz$	$\hat{U}_g = 106V$ $f_{osc} = 17,3kHz$	$f_{cr} = 17kHz$ $m_\phi = 2,6deg$
7	$U_o = 168V$ $I_o = 2,57A$	$L_F = 0,55mH$ $C_F = 0,47\mu F$	$\hat{U}_g = 143V$ $f_{osc} = 18kHz$	$\hat{U}_g = 146V$ $f_{osc} = 18,3kHz$	$f_{cr} = 18,4kHz$ $m_\phi = -1deg$

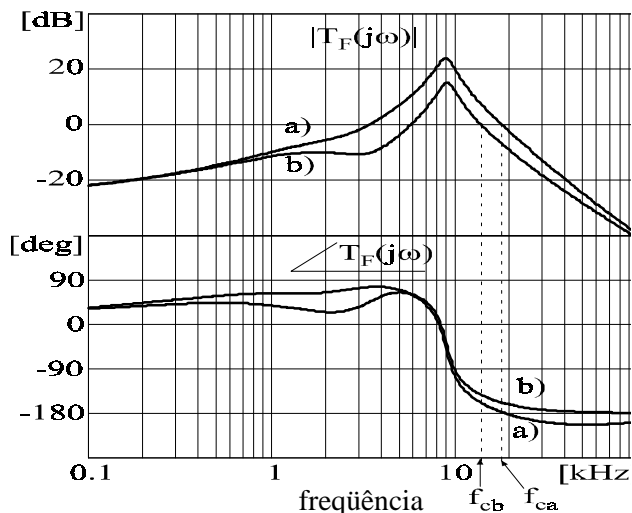


Fig. 8 – Módulo e fase de $T_F(j\omega)$ para conversor SEPIC: a) controle convencional; b) com filtro passa-baixas na malha de corrente ($f_{PB} = 1,85$ kHz)

relação à frequência de comutação. A fim de evitar o surgimento de situações instáveis foi proposta uma simples alteração no compensador da malha de corrente, a qual aumenta em muito a robustez do sistema. Medições em protótipos demonstraram a validade da modelagem e da solução proposta.

Agradecimentos

Os autores agradecem à FAPESP pelo suporte à visita do prof. Spiazzi e à Torthon Inpec pelo fornecimento de núcleos de ferrite para os ensaios.

8 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- Balogh, L., Redl, R. (1993) Power-Factor Correction with Interleaved “boost” Converters in Continuous Inductor-Current Mode. *IEEE APEC Conf. Proc.* pp. 168-174.
- Erich, S. Y., Polivka, W. M. (1990) Input Filter Design for Current-Programmed Regulators *IEEE APEC Conf. Proc.* pp.781-791.

Kislovski, A. S., Redl, R., Sokal, N. O. (1991) *Dynamic Analysis of Switching Mode DC/DC Converters*, Van Nostrand Reinhold, New York.

Middlebrook, R. D. (1976) Input Filter Considerations in Design and Application of Switching Regulators. *IEEE IAS Conf. Rec.* pp.366-382.

Middlebrook, R. D. (1978) Design Techniques for Preventing Input-Filter Oscillations in Switched-Mode Regulators. *Power Conversion Conf. Proc.*

Redl, R., Kislovsky, A. S. (1992) Source Impedance and Current-Control Loop Interaction in High-Frequency Power-Factor Correctors. *IEEE PESC Conf. Proc.* pp.483-488.

Spiazzi, G., Mattavelli, P. (1994) Design Criteria for Power Factor Preregulators Based on SEPIC and Cuk Converters in Continuous Conduction Mode. *IEEE IAS Annual Meeting Conf. Proc.* pp.1084-1089.

Spiazzi, G., Rossetto, L. and Pomilio, J.A. (1998) Analysis of EMI Filter Instabilities in “boost” Power Factor Preregulators. *IEEE PESC Conf. Proc.*, vol. 2, pp. 1048-1052.

Vlatkovic, V. Borojevic, D., Lee, F. C. (1996) Input Filter Design for Power Factor Correction Circuits,” *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol.11, No.1, January, pp.199-205.

Volperian, V. (1990) Simplified Analysis of PWM Converters Using the Model of PWM Switch: Part I and II. *IEEE Trans. on Aerospace and Elect. Systems*, Vol.26, pp.490-505.

Zhou, C., Jovanovic, M. (1992) Design Trade-offs in Continuous Current-mode Controlled “boost” Power-Factor Correction Circuits. *HFPC Conf. proc.* pp. 209-220.

APÊNDICE

Do esquema da Fig. A1, que representa a implementação padrão de um controle pela corrente média, pode-se obter a seguinte expressão para a razão cíclica:

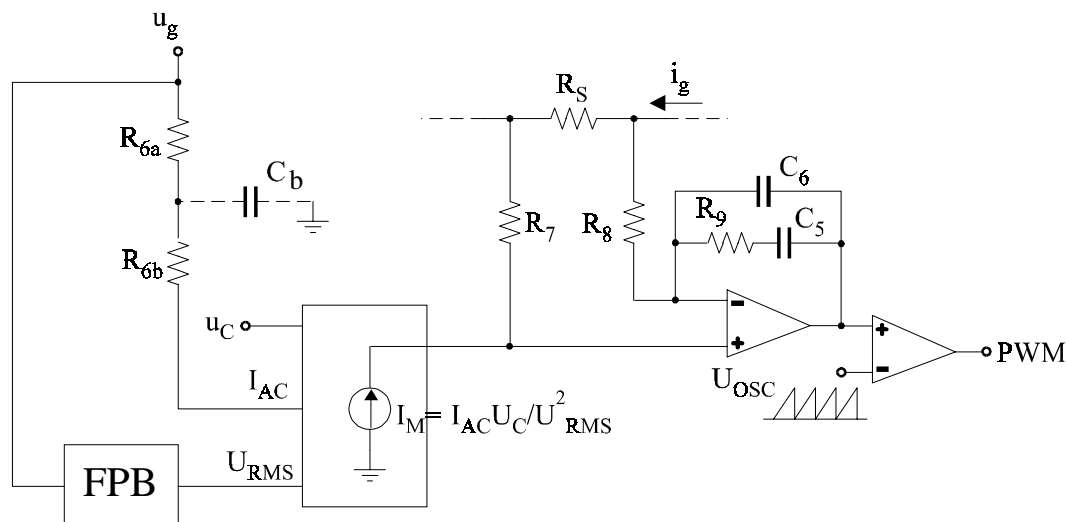


Fig. A1 – Esquema de controle por corrente média.

$$d(\theta) = \frac{G_{ri}(s)}{U_{OSC}} (R_7 i_M(\theta) - R_S i_g(\theta)) \quad (A.1)$$

O multiplicador produz uma corrente de saída i_M que é dada por:

$$i_M(\theta) = \frac{u_g(\theta)}{k} u_c \quad (A.2)$$

onde $k = (R_{6a} + R_{6b}) U_{RMS}^2$

Note que o sinal U_{RMS} na Fig. A1, que representa uma entrada preditiva (“feedforward”), é constante durante um período da rede e pode ser considerado constante nas frequências de interesse neste trabalho. Em regime permanente, a corrente média de entrada (calculada a cada ciclo de comutação) é igual à sua referência:

$$R_7 I_M(\theta) = R_S I_g(\theta) \quad (A.3)$$

onde os caracteres em maiúsculo significam condição de regime permanente. Considerando uma perturbação instantânea (considerando um ciclo da rede) em torno de um ponto de trabalho, de (A.2) obtém-se:

$$\hat{i}_M = \frac{U_c}{k} \hat{u}_g + \frac{U_g(\theta)}{k} \hat{u}_c = \frac{I_M(\theta)}{U_g(\theta)} \hat{u}_g + \frac{I_M(\theta)}{U_c} \hat{u}_c \quad (A.4)$$

Substituindo (A.4) em (A.1) e usando (A.3) pode-se escrever, lembrando que foi suposto $\hat{u}_c = 0$:

$$\hat{d} = \frac{G_{ri}(s)}{U_{OSC}} \left(R_S \frac{I_g(\theta)}{U_g(\theta)} \hat{u}_g - R_S \hat{i}_g \right) \quad (A.5)$$

de onde pode-se obter os coeficientes de (A.2):

$$K_i(s) = -\frac{R_S}{U_{OSC}} G_{ri}(s) \quad (A.6)$$

$$K_u(s) = -\frac{I_g(\theta)}{U_g(\theta)} K_i(s) = -\frac{I_g}{U_g} K_i(s) = -G_{IC} K_i(s) \quad (A.7)$$

onde uma corrente de entrada senoidal foi suposta. Nesta análise foi desprezado o capacitor C_b , que é a modificação no controle proposta neste trabalho. Caso ele seja incluído no estudo, (A.2) se modifica:

$$i_M(\theta) = \frac{u_g(\theta) u_c}{k} \frac{1}{1 + s\tau_{PB}} \quad (A.8)$$

onde $\tau_{PB} = C_b \frac{R_{6a} R_{6b}}{R_{6a} + R_{6b}}$.

Consequentemente (A.7) fica igual a (17).