

## 11. INTERAÇÃO CONVERSOR-FILTRO DE LINHA EM PRÉ-REGULADORES DE FATOR DE POTÊNCIA

### 11.1 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 IEC61000-3-2, estabelece limites máximos para as componentes harmônicas da corrente absorvida da rede [11.1].

Nos últimos anos têm sido exaustivamente estudados circuitos PFP [11.2 a 11.17]. 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 CIs dedicados ao controle de tal topologia.

Além disso, o projeto de tal conversor é largamente descrito [11.2 a 11.5]. A mesma estratégia de controle pode ser aplicada às topologias com indutores na entrada, como a Cuk e SEPIC, as quais, diferentemente do boost, permitem isolação em alta frequência, operação como abaixador-elevador de tensão, proteção contra curto-circuito e minimização da ondulação da corrente de entrada pelo acoplamento dos indutores da topologia, etc. [11.11].

O fator de potência obtido com estes conversores se aproxima da unidade. Entretanto, devido ao ruído eletromagnético produzido pela operação em alta frequência das topologias citadas, deve-se fazer uso de filtros de Interferência Eletromagnética - IEM, de modo que o equipamento adequa-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 estável a apresentar instabilidades devido à interação entre filtro e conversor. Este fenômeno é bem conhecido [11.19 a 11.22].

Faz-se também a extensão da mesma modelagem para outras topologias de PFP, como Cuk e SEPIC. Os resultados do método apresentado sugerem uma simples modificação na malha interna de corrente, a qual permite uma grande melhoria na robustez do sistema contra instabilidades induzidas pelo filtro.

### 11.2 Análise da Interação Filtro-Convertor

A fim de ilustrar a natureza do problema, consideremos o conversor PFP boost cujo esquema simplificado, com controle por corrente média, está mostrado na fig. 11.1, juntamente com o filtro de IEM. Consegue-se dar à corrente o formato desejado graças à malha interna de controle que força a corrente pelo indutor de entrada seguir a referência  $I_{REF}$ . Tal referência é obtida a partir da tensão retificada  $u_g$  (bloco  $k$  é um fator de escala), que é multiplicada pela saída  $u_c$  do amplificador de erro de tensão, que se apresenta praticamente como um nível CC. Esta mesma estrutura de controle pode ser usada nos conversores Cuk e SEPIC. Na mesma figura tem-se um modelo que representa a interface entre o filtro e o conversor, utilizando-se o equivalente de Thevenin para o filtro ( $H_F$  é a atenuação do filtro).

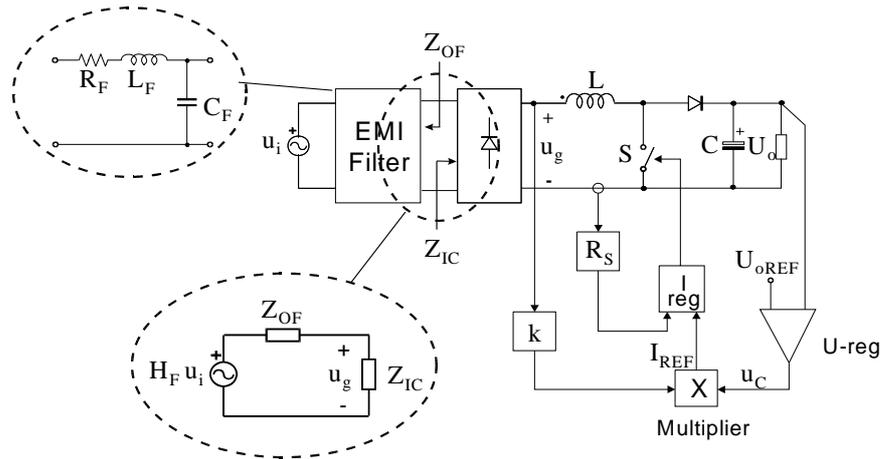


Fig. 11.1- Esquema básico de conversor boost PFP, com controle por corrente média e filtro de IEM.

Pode-se, então escrever:

$$\frac{u_g}{u_i} = \frac{H_F}{1 + \frac{Z_{OF}}{Z_{IC}}} = \frac{H_F}{1 + T_F} \tag{11.1}$$

$$T_F = \frac{Z_{OF}}{Z_{IC}} = Z_{OF} Y_{IC}$$

onde  $T_F$  pode ser interpretado como o ganho da malha que satisfaz ao critério de estabilidade de Nyquist. Se  $|T_F(j\omega)|$  for sempre menor que 1, não há instabilidade no sistema. Este critério tem sido largamente utilizado no projeto de conversores, principalmente os CC-CC [11.19 e 11.20]. Entretanto, no caso de PFPs existem limitações adicionais tanto em termos do filtro quanto do conversor [11.18].

É comum ter-se  $|T_F(j\omega)| > 1$  numa faixa de frequência acima da frequência de cruzamento da malha de corrente, principalmente para baixas tensões de entrada e altas correntes de saída. De (11.1), vê-se que o conhecimento da impedância de entrada do conversor é pré-requisito para a análise da estabilidade.

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.

### 11.3 Admitância de entrada de PFPs

Da fig. 11.1, as relações impostas pelo controlador entre o ciclo de trabalho e perturbações na tensão de entrada e na corrente são:

$$\hat{d} = K_u(s)\hat{u}_g + K_i(s)\hat{i}_g + K_c(s)\hat{u}_c \approx K_u(s)\hat{u}_g + K_i(s)\hat{i}_g \tag{11.2}$$

onde foi considerado  $\hat{u}_c = 0$ , dado que a malha de tensão tem resposta muito lenta, podendo-se considerar  $u_c$  constante na faixa de frequências de interesse.

Do modelo de pequenos sinais, a relação entre corrente de entrada, ciclo de trabalho e perturbações na tensão de entrada é:

$$\hat{i}_g = Y_{HF}(s)\hat{u}_g + G_{id}(s)\hat{d} + C(s)\hat{u}_o \approx Y_{HF}(s)\hat{u}_g + G_{id}(s)\hat{d} \quad (11.3)$$

onde  $\hat{\phantom{x}}$  significa perturbação em relação a valor de regime permanente.

O símbolo  $Y_{HF}$  é usado para o primeiro coeficiente em (11.3) porque representa a admitância do conversor em alta frequência, isto é, a admitância em frequência acima do cruzamento da malha de corrente, quando  $d$  é constante.  $G_{id}$  representa a função de transferência entre ciclo de trabalho e corrente de entrada, sendo usada para o cálculo do ganho da malha de corrente. De fato, de (11.2) e (11.3), o ganho da malha  $T_i(s)$  pode ser determinado considerando  $\hat{u}_g = 0$ :

$$T_i(s) = -G_{id} K_i(s) \quad (11.4)$$

### 11.3.1 Análise do controlador.

Da análise colocada no Apêndice, que se refere a CIs como o UC3854 ou o L4981, a expressão para os coeficientes  $K_u(s)$  e  $K_i(s)$  são:

$$K_i(s) = -\frac{R_s}{U_{OSC}} G_{ri}(s) \quad (11.5a)$$

$$K_u(s) = -\frac{I_g}{U_g} K_i(s) = -G_{IC} K_i(s) \quad (11.5b)$$

onde  $R_s$  é a resistência sensora da corrente,  $U_{OSC}$  é a amplitude da rampa do controlador,  $G_{ri}(s)$  é a função de transferência do amplificador de erro de corrente e  $U_g$  e  $I_g$  são valores eficazes de tensão e de corrente respectivamente.

A malha de corrente normalmente usa um regulador PI com um pólo adicional em alta frequência a fim de rejeitar a ondulação de alta frequência presente na corrente.:

$$G_{ri}(s) = 1 + \frac{\omega_{ri}}{s} \left( \frac{1 + s\tau_{zi}}{1 + s\tau_{pi}} \right) \quad (11.6)$$

Usando (11.2 a 11.4), uma expressão geral para a admitância de entrada dos PFPs, independente da topologia, pode ser obtida:

$$Y_{IC}(s) = Y_{HF}(s) \frac{1}{1 + T_i(s)} + G_{IC} \frac{T_i(s)}{1 + T_i(s)} \quad (11.7)$$

Nota-se que abaixo da largura de faixa da malha de corrente ( $|T_i(j\omega)| \gg 1$ ) a impedância de entrada é constante e igual a  $G_{IC}$ . Em frequência acima desta faixa ( $|T_i(j\omega)| \ll 1$ ) ela coincide com  $Y_{HF}$ . De (11.5.b) tem-se que, em baixa frequência, a admitância de entrada  $G_{IC}$  depende do ponto de operação do conversor.

$$G_{IC} = \frac{I_g}{U_g} = \frac{P_o}{U_g^2} \quad (11.8)$$

onde  $P_o$  é a potência de saída. De (11.8) vê-se que a impedância de entrada de baixa frequência diminui para potências altas e tensões baixas, tornando o sistema mais susceptível a instabilidades induzidas pela interação com o filtro de IEM.

### 11.3.2 Boost PFP

A eq. (11.3) para o conversor *boost* é obtida utilizando o modelagem por variáveis de estado médias (fig. 11.2a). Neste caso  $d'=1-d$  é o complemento de ciclo de trabalho. Sendo  $U_o$  constante, o modelo se simplifica (fig. 11.2b). Obtém-se então:

$$\hat{i}_g = \frac{1}{sL} \hat{u}_g + \frac{U_o}{sL} \hat{d} \quad (11.9)$$

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

$$T_i(s) = \frac{U_o}{sL} \cdot \frac{R_s}{U_{osc}} \cdot G_{ri}(s) \quad (11.10)$$

$$Y_{HF}(s) = \frac{1}{sL} \quad (11.11)$$

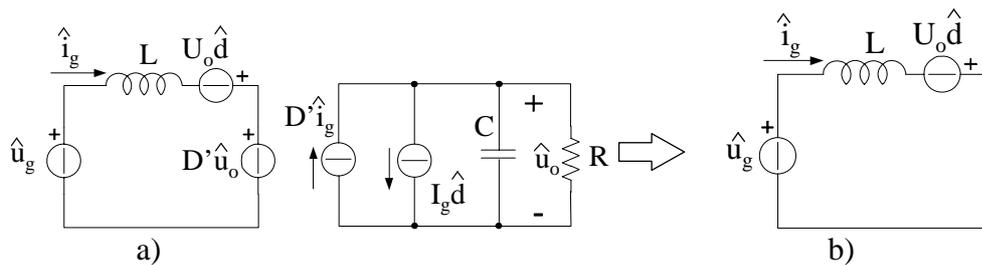


Fig. 11.2 - a) Modelo de conversor boost no espaço de estado médio em MCC; b) modelo simplificado para cálculo da impedância de entrada

Nota-se que a impedância de entrada do conversor boost não depende do valor instantâneo da tensão de entrada, mas apenas de seu valor eficaz, através de  $G_{IC}$ .

### 11.3.3 Conversores Cuk e SEPIC

Os esquemas básico dos conversores Cuk e SEPIC operando como PFP estão mostrados na fig. 11.3. Note o circuito de amortecimento colocado junto ao capacitor  $C_1$  ( $R_d-C_d$ ) usado para alisar a função de transferência, como sugerido em [11.11]. A determinação da admitância de entrada utiliza o modelo de chave PWM [11.23]. O modelo simplificado para pequenos sinais, que resulta curto-circuitando o capacitor de saída ( $\hat{u}_o = 0$ ) é mostrado na fig. 11.3c).

As expressões para  $G_{id}(s)$  e  $Y_{HF}(s)$  são:

$$G_{id}(s) = DU_D \frac{L'}{L_2 L_1 \cdot [s(1 + s\tau_d + s^2 L'(C_1 + C_d) + s^3 L' C_1 \tau_d)]} \quad (11.12)$$

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

$$Y_{HF}(s) = \frac{1}{s L_1 \left( 1 + \frac{D' L_2}{D^2 L_1} \right)} \frac{1 + s\tau_d + s^2 \frac{L_2}{D^2} (C_1 + C_d) + s^3 \frac{L_2 C_1}{D^2} \tau_d}{(1 + s\tau_d + s^2 L'(C_1 + C_d) + s^3 L' C_1 \tau_d)} \quad (11.12)$$

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

$$L'(\theta) = \frac{L_1 L_2}{D^2 L_1 + D'^2 L_2} \quad (11.13)$$

Expressões sem a rede de amortecimento são obtidas fazendo  $C_d = 0$  em (11.11) e (11.12).

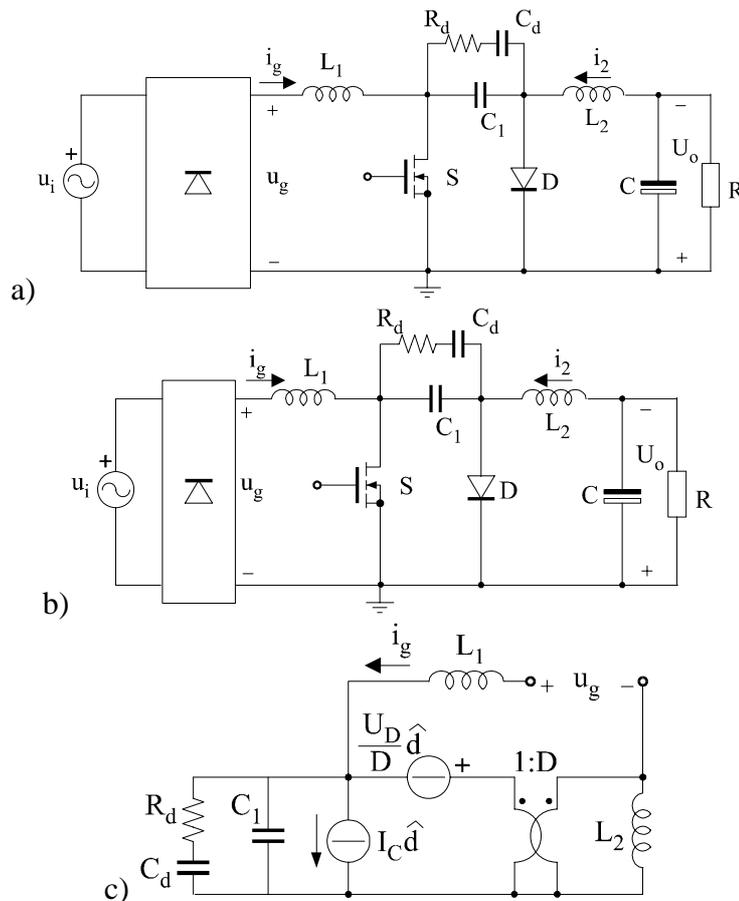


Fig. 11.3 – Topologias básica de conversor (PFP): a) Cuk; b) SEPIC; c) modelo para pequenos sinais para determinação da impedância de entrada.

Um exemplo de diagramas de Bode da impedância de entrada  $Z_{IC}(s)$  para os conversores boost e Cuk ou SEPIC são mostradas na figura 11.4 para diferentes tensões de entrada e para  $\theta = \pi/2$  no caso das impedâncias dos conversores Cuk e SEPIC. Os parâmetros dos conversores estão mostrados nas tabelas 11.I e 11.II.

Tabela 11.I – Parâmetros do conversor boost

$U_g = 127 \text{ V}_{\text{RMS}} \pm 20\%$	$U_o = 300 \text{ V}$	$P_o = 600 \text{ W}$	$f_s = 70 \text{ kHz}$	$L = 650 \mu\text{H}$	$C = 235 \mu\text{F}$
$R_S = 33 \text{ m}\Omega$	$U_{\text{osc}} = 5 \text{ V}$	$\omega_{ri} = 1.92 \cdot 10^5$	$f_{zi} = 1.8 \text{ kHz}$	$f_{pi} = 34.5 \text{ kHz}$	$f_{ci} = 8.3 \text{ kHz}$

Tabela 11.II - Parâmetros do conversor SEPIC

$U_g = 127 \text{ V}_{\text{RMS}} \pm 20\%$	$U_o = 200 \text{ V}$	$P_o = 600 \text{ W}$	$f_s = 70 \text{ kHz}$		
$L_1 = 650 \mu\text{H}$	$L_2 = 1.1 \text{ mH}$	$C_1 = 0.94 \mu\text{F}$	$C = 330 \mu\text{F}$	$R_d = 68 \Omega$	$C_d = 2.2 \mu\text{F}$
$R_S = 33 \text{ m}\Omega$	$U_{\text{osc}} = 5 \text{ V}$	$\omega_{ri} = 1.62 \cdot 10^5$	$f_{zi} = 1.5 \text{ kHz}$	$f_{pi} = 28.6 \text{ kHz}$	$f_{ci} = 7 \div 12 \text{ kHz}$

Como se pode ver, todas as curvas tendem a convergir para  $Z_{HF}(s) = sL$  (boost) ou  $Z_{HF}(s) = sL_1$  (Cuk ou SEPIC) para  $f > f_{ci}$  onde  $f_{ci}$  é a frequência de cruzamento da malha de corrente ( $f_{ci} = 8.3\text{kHz}$  para boost e  $f_{ci} = 6.4 \div 11.5\text{kHz}$  para Cuk ou SEPIC dependendo do valor da fase da tensão de entrada,  $\theta$ ). Felizmente, a dependência das impedâncias de entrada dos conversores Cuk e SEPIC com o ângulo  $\theta$  não é muito intensa, de modo que a análise pode ser feita supondo um valor fixo de  $\theta$ .

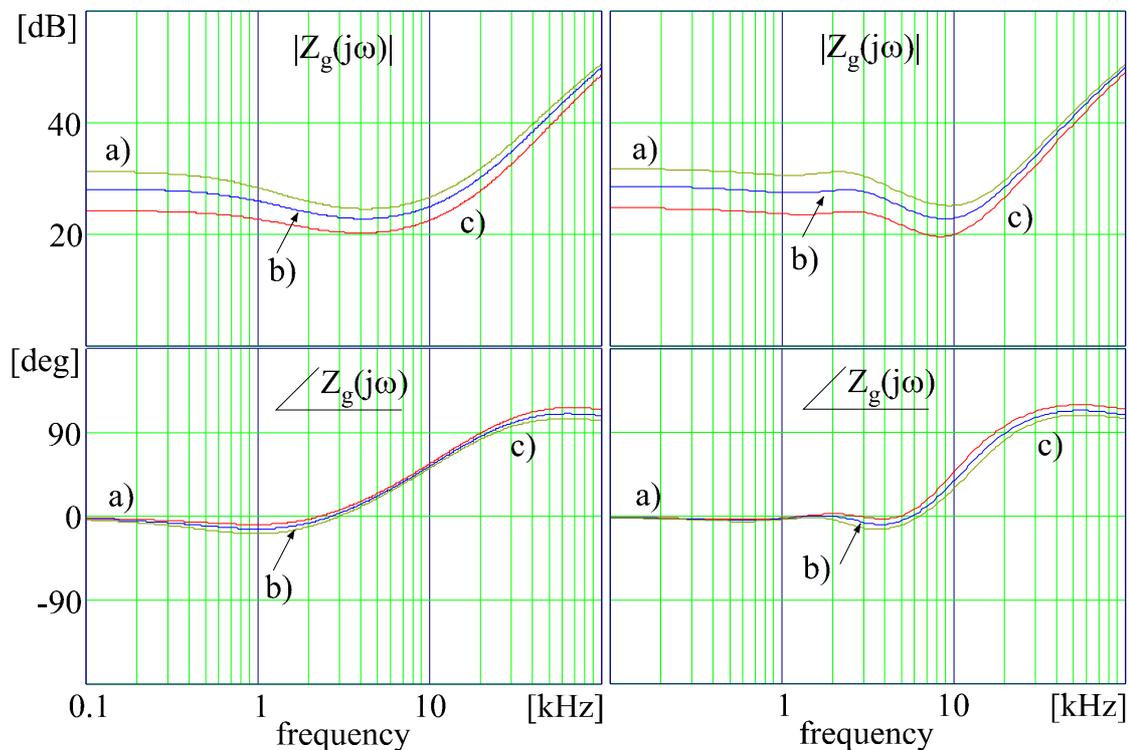


Fig. 11.4 – Diagramas de Bode do módulo e fase da impedância de entrada dos conversores PFP boost (à esquerda) e Cuk ou SEPIC (à direita para  $\theta = \pi/2$ ).  
a)  $U_g = 127\text{V} + 20\%$ , b)  $U_g = 127\text{V}$ , c)  $U_g = 127\text{V} - 20\%$

### 11.4 Predições do modelo

De (11.1) e (11.7) podem-se prever as instabilidades em alta frequência decorrentes da interação filtro-conversor. Consideremos como exemplo um conversor PFP SEPIC com um filtro de IEM de célula única, como na fig. 11.1. Os elementos de filtro são:  $R_F = 1\Omega$ ,  $L_F = 0.55\text{mH}$ ,  $C_F = 470\text{nF}$ .

O diagrama de Bode resultante para  $T_F(j\omega)$  está na fig. 11.5 para 2 valores de tensão de entrada. Para valores reduzidos de tensão de entrada o sistema torna-se instável, uma vez que na frequência de cruzamento  $f_{ca} = 20\text{kHz}$  (veja curva a)) a margem de fase é  $-8^\circ$ . 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  $\theta$  está mostrada na fig. 11.5 (direita) para a mínima tensão de entrada, considerando os ângulos (curva a)  $\theta = \pi/2$  e (curva b)  $\theta = \pi/200$ . Nesta análise vê-se que o pior caso ocorre para o pico da tensão de entrada.

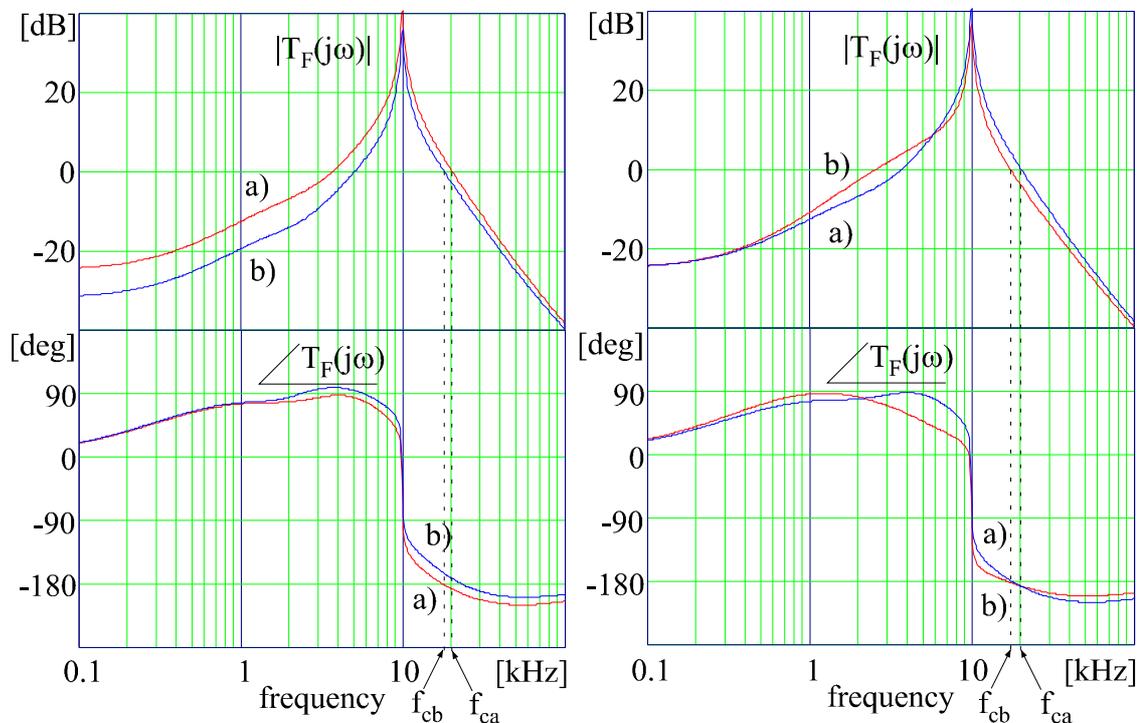


Fig. 11.5 - Diagrama de Bode de  $T_F(j\omega)$  para conversor SEPIC.

Esquerda:  $\theta = \pi/2$ ; a)  $U_g = 127\text{V}-20\%$ , b)  $U_g = 127\text{V}+20\%$ .

Direita:  $U_g = 127\text{V}-20\%$ ; a)  $\theta = \pi/2$ , b)  $\theta = \pi/200$ .

### 11.5 Resultados Experimentais

Protótipos foram construídos com os seguintes parâmetros indicados nas tabelas 11.I e 11.II.

#### 11.5.1 Boost

A faixa de passagem da malha de corrente varia entre 5kHz e 8.3kHz para uma tensão de saída entre 180 e 300V. Comparações entre medições e predições do modelo estão na Tabela 11.III, para diferentes pontos de operação.

A coluna relativa às medições registra o valor de pico da tensão de entrada no qual o sistema se tornou instável, 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 cruzamento e a margem de fase obtida pelo modelo em correspondência com o valor da tensão de entrada no qual foi detectada a instabilidade. Como se nota há uma aproximação muito boa entre os resultados.

Tabela 11.III – Comparação entre resultados experimentais e da modelagem proposto para conversor boost PFP

N°	Ponto de operação	Parâmetros do filtro	EXPERIMENTAL	MODELO I	MODELO II
1	$U_o = 180V$ $I_o = 2.75A$	$L_F = 0.89mH$ $C_F = 0.47\mu F$	$\hat{U}_g = 119V$ $f_{osc} = 17.24kHz$	$\hat{U}_g = 125V$ $f_{osc} = 16.34kHz$	$f_{cr} = 16.7kHz$ $m_\phi = -1.4deg$
2	$U_o = 220V$ $I_o = 0.8A$	$L_F = 1.12mH$ $C_F = 0.47\mu F$	$\hat{U}_g = 76.4V$ $f_{osc} = 17.86kHz$	$\hat{U}_g = 71V$ $f_{osc} = 17.2kHz$	$f_{cr} = 16.6kHz$ $m_\phi = 2.3deg$
3	$U_o = 220V$ $I_o = 1A$	$L_F = 1.12mH$ $C_F = 0.47\mu F$	$\hat{U}_g = 84.4V$ $f_{osc} = 18.12kHz$	$\hat{U}_g = 79.6V$ $f_{osc} = 17.2kHz$	$f_{cr} = 16.7kHz$ $m_\phi = 2deg$
4	$U_o = 220V$ $I_o = 1.5A$	$L_F = 1.07mH$ $C_F = 0.47\mu F$	$\hat{U}_g = 100V$ $f_{osc} = 18.2kHz$	$\hat{U}_g = 98V$ $f_{osc} = 17.2kHz$	$f_{cr} = 17kHz$ $m_\phi = 0.7deg$
5	$U_o = 220V$ $I_o = 2A$	$L_F = 0.89mH$ $C_F = 0.47\mu F$	$\hat{U}_g = 118V$ $f_{osc} = 18kHz$	$\hat{U}_g = 115V$ $f_{osc} = 17.34kHz$	$f_{cr} = 17.13kHz$ $m_\phi = 0.9deg$
6	$U_o = 300V$ $I_o = 1A$	$L_F = 1mH$ $C_F = 0.47\mu F$	$\hat{U}_g = 105V$ $f_{osc} = 18.5kHz$	$\hat{U}_g = 90V$ $f_{osc} = 19.3kHz$	$f_{cr} = 17.74kHz$ $m_\phi = 6.1deg$
7	$U_o = 300V$ $I_o = 1.5A$	$L_F = 0.67mH$ $C_F = 0.47\mu F$	$\hat{U}_g = 127V$ $f_{osc} = 17.86kHz$	$\hat{U}_g = 114V$ $f_{osc} = 19.5kHz$	$f_{cr} = 18.5kHz$ $m_\phi = 4.1deg$
8	$U_o = 300V$ $I_o = 2A$	$L_F = 0.55mH$ $C_F = 0.47\mu F$	$\hat{U}_g = 144V$ $f_{osc} = 18.2kHz$	$\hat{U}_g = 136V$ $f_{osc} = 19.8kHz$	$f_{cr} = 19.2kHz$ $m_\phi = 2.3deg$

### 11.5.2 SEPIC

Com os parâmetros já indicados anteriormente, a faixa de passagem da malha de corrente varia entre 6.4kHz e 11.5kHz, em condições nominais. A figura 11.6 mostra formas de onda deste conversor no ponto em que foi detectada a instabilidade, correspondendo a uma tensão de pico de 150V e corrente de pico de 6A. Também para este caso foi feita análise semelhante àquela feita para o boost. Tais resultados, indicados na Tabela 11.IV, também mostraram muita concordância entre as medições e a previsão do modelo.

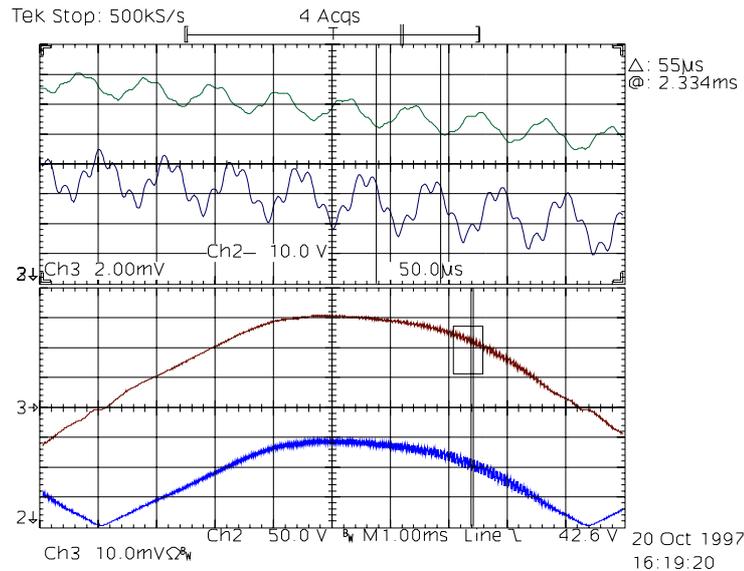


Fig. 11.6 – Resultado experimental de conversor PFP SEPIC. De cima para baixo: detalhe de  $i_g(t)$ ; detalhe de  $u_g(t)$ ;  $u_o(t)$  50V/div;  $i_g(t)$  2A/div.

Tabela 11.IV - Comparação entre resultados experimentais e da modelagem proposto para conversor SEPIC PFP

N°	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	$U_o = 168V$ $I_o = 2.57A$	$L_F = 0.55mH$ $C_F = 0.47\mu F$	$\hat{U}_g = 143V$ $f_{osc} = 18kHz$	$\hat{U}_g = 146V$ $f_{osc} = 18.3kHz$	$f_{cr} = 18.4kHz$ $m_\phi = -1deg$

### 11.6 Modificação na Malha de Corrente

A expressão (11.7) 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 (11.7) vem do termo  $K_u(s)$  em (11.2), ou seja, da passagem de  $u_g$  para  $I_{REF}$  (fig. 11.1), 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, então a admitância de entrada do conversor,  $Y_{IC}(s)$ , se modifica:

$$Y_{IC}(s) = Y_{HF}(s) \frac{1}{1 + T_i(s)} + G_{IC} \frac{T_i(s)}{1 + T_i(s)} \frac{1}{1 + s\tau_{PB}} \quad (11.14)$$

Comparação entre o ganho da malha,  $T_F(j\omega)$ , com esta alteração e sem ela, é mostrado na fig. 11.7 ( $f_{PB} = 1/(2\pi \cdot \tau_{PB}) = 1.85\text{kHz}$ ) para o conversor SEPIC, no ponto de trabalho relativo à situação 7 da Tabela 11.IV. Como se nota, esta simples alteração no controlador reduz a frequência de cruzamento de 18kHz ( $f_{ca}$ ) para 13.6kHz ( $f_{cb}$ ) e aumenta a margem de fase de  $2.5^\circ$  para  $38.4^\circ$ .

Este filtro passa-baixas pode ser inserido no circuito simplesmente modificando o esquema do controlador, com a colocação do capacitor  $C_b$ , como mostrado na fig. 11.9.

O mesmo procedimento foi utilizado para o conversor boost com idênticos benefícios, ou seja, eliminando as instabilidades em todos os pontos de operação, mesmo com elevada faixa de passagem na malha de corrente (17kHz).

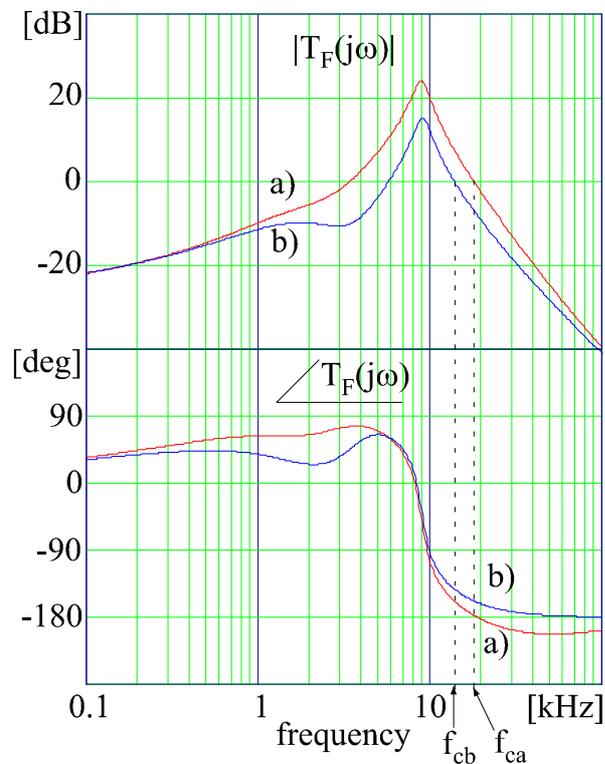


Fig. 11.7 – Ganho e fase de  $T_F(j\omega)$  para conversor SEPIC (situação 7 da Tabela 11.IV) a) controle convencional; b) com filtro passa-baixas na malha de corrente ( $f_{PB} = 1.85\text{kHz}$ )

### 11.7 Revisão do circuito de controle de PFP com controle por corrente média

Do esquema da Fig. 11.8, que representa a implementação padrão de um controle pela corrente média [11.3], pode-se obter a seguinte expressão para o ciclo de trabalho:

$$d(\theta) = \frac{G_{ri}(s)}{U_{osc}} (R_7 i_M(\theta) - R_S i_g(\theta)) \quad (11.15)$$

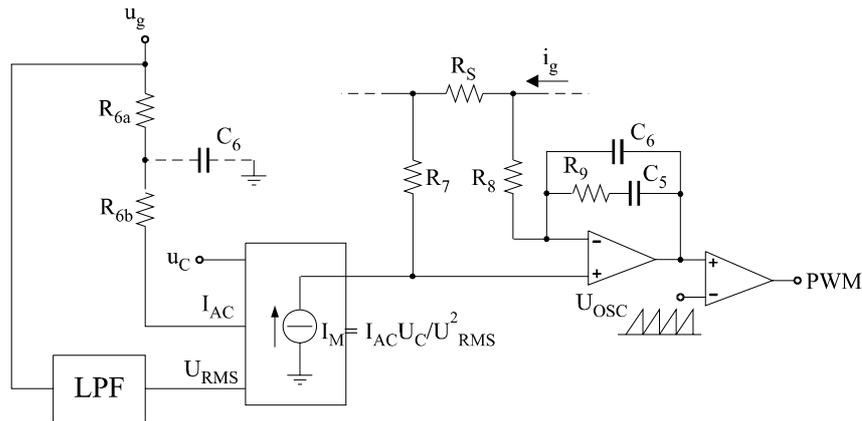


Fig. 11.8 – Esquema de controle por corrente média.

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

$$i_M(\theta) = \frac{u_g(\theta)}{k} u_c \quad (11.16)$$

onde

$$k = (R_{6a} + R_{6b}) U_{RMS}^2 \quad (11.17)$$

Note que o sinal  $U_{RMS}$  na Fig. 11.9, que representa uma entrada antecipativa (“feedforward”), é constante durante um período da rede e pode ser considerado constante nas frequências nas quais estamos interessados neste trabalho.

Em regime permanente, a corrente média de entrada (a cada ciclo de comutação) é igual à sua referência:

$$R_7 I_M(\theta) = R_s I_g(\theta) \quad (11.18)$$

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 (11.16) obtém-se:

$$\hat{i}_M = \frac{U_c}{k} \hat{u}_g + \frac{U_g(\theta)}{k} \hat{u}_c = \frac{I_M(\theta)}{U_g(\theta)} \hat{u}_g + \frac{I_M(\theta)}{U_c} \hat{u}_c \quad (11.19)$$

Substituindo (11.18) em (11.15) e usando (11.17) pode-se escrever, lembrando que foi assumido  $\hat{u}_c = 0$ :

$$\hat{d} = \frac{G_{ri}(s)}{U_{OSC}} \left( R_s \frac{I_g(\theta)}{U_g(\theta)} \hat{u}_g - R_s \hat{i}_g \right) \quad (11.20)$$

de onde se pode facilmente obter os coeficientes de (11.2):

$$K_i(s) = -\frac{R_s}{U_{OSC}} G_{ri}(s) \quad (11.21)$$

$$K_u(s) = -\frac{I_g(\theta)}{U_g(\theta)} K_i(s) = -\frac{I_g}{U_g} K_i(s) = -G_{IC} K_i(s) \quad (11.22)$$

onde uma corrente de entrada senoidal foi assumida. Nesta análise foi desprezado o capacitor  $C_b$ , que é a modificação no controle proposta. Caso ele seja incluído no estudo, (11.16) se modifica:

$$i_M(\theta) = \frac{u_g(\theta)u_c}{k} \frac{1}{1 + s\tau_{PB}} \quad (11.23)$$

$$\text{onde } \tau_{PB} = C_b \frac{R_{6a}R_{6b}}{R_{6a} + R_{6b}} \quad (11.24)$$

Conseqüentemente (11.7) fica igual a (11.14).

## 11.8 Referências Bibliográficas

- [11.1] - IEC 1000-3-2: 1995 "Electromagnetic Compatibility. Part 3: Limits - Sect. 2: Limits for harmonic current emission (equipment input current  $\leq 16A$  per phase)".
- [11.2] -Zhou, M. Jovanovic, "Design Trade-offs in Continuous Current-mode Controlled Boost Power-Factor Correction Circuits", HFPC Conf. proc., 1992, pp. 209-220.
- [11.3] -C. Silva, "Power Factor Correction with the UC3854," Application Note, Unitrode Integrated Circuit.
- [11.4] -E. X. Yang, Y. M. Jaing, G. C. Hua and F. C. Lee, "Isolated Boost Circuit for Power Factor Correction", VPEC Seminar proc., 1992, pp. 97-104.
- [11.5] -N. Fröhleke, R. Mende, H. Grotstollen, B. Margaritis, L. Vollmer, "Isolated Boost Fullbridge Topology Suitable for high Power and Power Factor Correction", IECON'95 Conf. Proc., 1995, pp. 405-409.
- [11.6] -L. Balogh, R. Redl, "Power-Factor Correction with Interleaved Boost Converters in Continuous Inductor-Current Mode," APEC Conf. Proc., 1993, pp. 168-174.
- [11.7] -C. Zhou, R. B. Ridley and F. C. Lee, "Design and Analysis of a Hysteretic Boost Power Factor Correction Circuit," PESC Conf. Proc., 1990, pp. 800-807.
- [11.8] -C. A. Canesin, I. Barbi, "A Unity Power Factor Multiple Isolated Outputs Switching Mode Power Supply Using a Single Switch," APEC Conf. Proc., 1991, pp. 430-436.
- [11.9] -J. Lo Cascio, M. Nalbant, "Active Power Factor Correction Using a Flyback Topology," PCIM Conf. Proc., 1990, pp. 10-17.
- [11.10] - J. A. Corrêa Pinto, A. A. Pereira, V. J. Farias, L. C. de Freitas and J. B. Vieira Jr.: "A Power Factor Correction Preregulator ac-dc Interleaved Boost with Soft-Commutation". IEEE PESC Conf. Proc. , 1997, pp.121-125.
- [11.11] - G. Spiazzi, P. Mattavelli, "Design Criteria for Power Factor Preregulators Based on SEPIC and Cuk Converters in Continuous Conduction Mode," IAS Annual Meeting Conf. Proc, 1994, pp.1084-1089.

- [11.12] -D. S. L. Simonetti, J. Sebastian, F. S. dos Reis, J. Uceda, "Design Criteria for Sepic and Cuk Converters as Power Factor Preregulators in Discontinuous Conduction Mode," IECON Conf. Proc., 1992, pp. 283-288.
- [11.13] -G. Spiazzi, L. Rossetto, "High-quality Rectifier based on Coupled-Inductor Sepic Topology," PESC Conf. Proc., 1994, pp. 336-341.
- [11.14] - R. Redl, L. Balogh, N. O. Sokal, "A New Family of Single-Stage Isolated Power-Factor Correctors with Fast Regulation of the Output Voltage," PESC Conf. Proc., 1994, pp. 1137-1144.
- [11.15] - A. F. de Souza, I. Barbi, "A New ZVS-PWM Unity Power Factor Rectifier with Reduced Conduction Losses," IEEE Tran.on Power Electronics, Vol.10, No.6, November 1995, pp.746-752.
- [11.16] - D. Maksimovic, Y. Jang, R. W. Erickson, "Nonlinear-Carrier Control for High-Power-Factor Boost Rectifiers," IEEE Tran.on Power Electronics, Vol.11, No.4, July 1996, pp.578-584.
- [11.17] - Z. Lai, K. M. Smedley, Y. Ma, "Time Quantity One-Cycle Control for Power-Factor Correctors," IEEE Tran.on Power Electronics, Vol.12, No.2, March 1997, pp.369-375.
- [11.18] - V. Vlatkovic, D. Borojevic, F. C. Lee, "Input Filter Design for Power Factor Correction Circuits," IEEE Trans.on Power Electronics, Vol.11, No.1, January 1996, pp.199-205.
- [11.19] - R. D. Middlebrook, "Input Filter Considerations in Design and Application of Switching Regulators," IEEE IAS Conf. Rec., 1976, pp.366-382.
- [11.20] - R. D. Middlebrook, "Design Techniques for Preventing Input-Filter Oscillations in Switched-Mode Regulators," Power Conversion Conf. Proc., May 4-6, 1978.
- [11.21] - S. Y. Erich, W. M. Polivka, "Input Filter Design for Current-Programmed Regulators," IEEE APEC Conf. Proc., 1990, pp.781-791.
- [11.22] - R. Redl, A. S. Kislovsky, "Source Impedance and Current-Control Loop Interaction in High-Frequency Power-Factor Correctors," IEEE PESC Conf. Proc., 1992, pp.483-488.
- [11.23] - V. Volperian, "Simplified Analysis of PWM Converters Using the Model of PWM Switch: Part I and II," IEEE Trans. on Aerospace and Elect. Systems, Vol.26, No.3, 1990, pp.490-505.