

5. CONVERSOR ABAIXADOR DE TENSÃO COMO PFP

O conversor abaixador de tensão (*buck* ou *forward*, se for isolado) tem uso muito restrito como PFP, uma vez que introduz uma zona de corrente nula na entrada. Isto ocorre quando a tensão de entrada é menor do que a tensão de saída. Alternativamente, é possível alto FP desde que se opere com um controle MLP dentro de cada semiciclo da rede.

5.1 Conversor abaixador de tensão com entrada CC

A figura 5.1. mostra o conversor com entrada CC. As formas de onda para os modos de condução contínua e descontínua estão mostradas na figura 5.2.

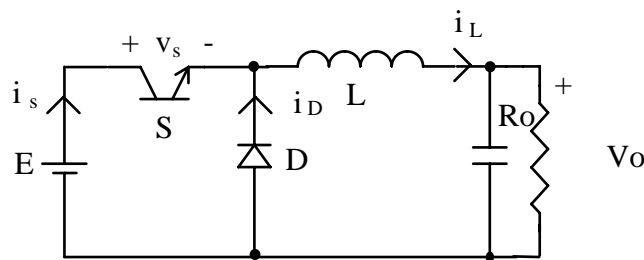


Figura 5.1 Conversor abaixador de tensão com entrada CC

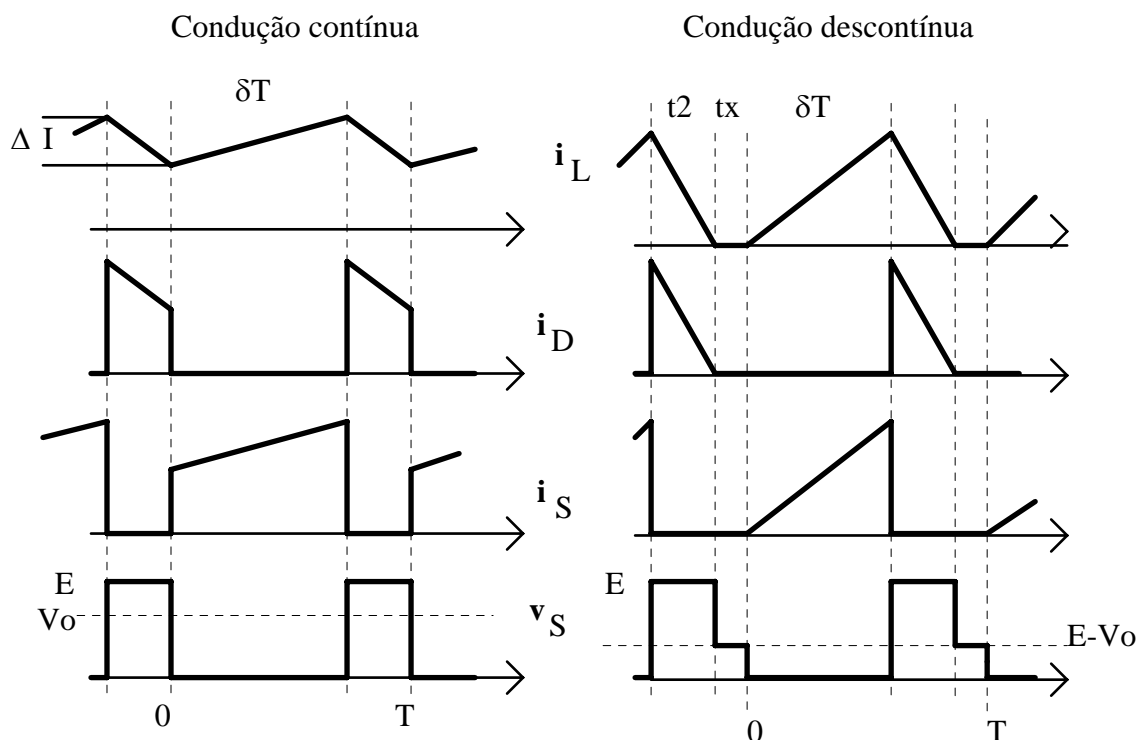


Figura 5.2 Formas de onda típicas nos modos de condução contínua e descontínua

As características estáticas nos modos de condução contínua e descontínua são, respectivamente:

$$V_o = E \cdot \delta \quad (5.1)$$

$$\frac{V_o}{E} = \frac{\delta}{1 - \frac{t_x}{T}} = \frac{\delta}{\delta + \delta_2}, \quad \text{onde } \delta_2 = \frac{t_2}{T} \quad (5.2)$$

A indutância mínima que permite condução contínua é:

$$L_{\min} = \frac{E \cdot (1 - \delta) \cdot \delta \cdot T}{2 \cdot I_{o_{\min}}} = \frac{(1 - \delta) \cdot T \cdot R_o}{2} \quad (5.3)$$

5.2 Conversor abaixador de tensão como PFP

O conversor abaixador de tensão operando como PFP está mostrado na figura 5.3. A posição do transistor permite a proteção contra sobre-correntes e partida suave.

A figura 5.4. mostra as formas de onda típicas para condução descontínua no indutor, indicando também a corrente pela rede (após filtragem) e seu espectro.

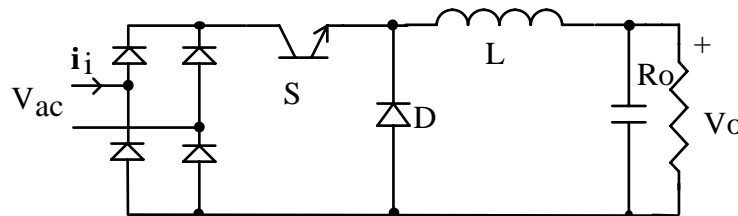


Figura 5.3. Conversor abaixador de tensão como PFP

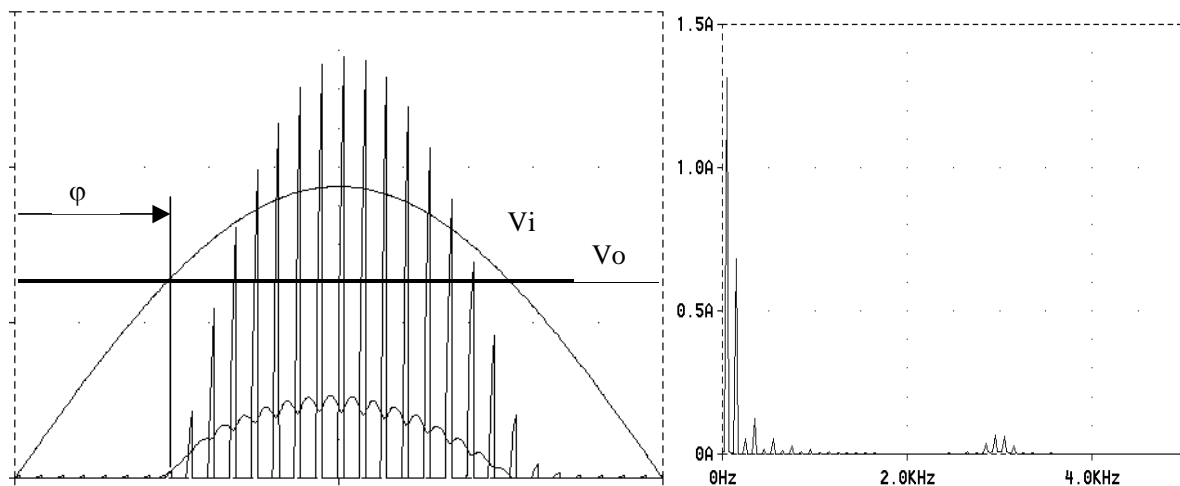


Figura 5.4. Formas de onda típicas de conversor abaixador de tensão como PFP e espectro da corrente filtrada (THD=53%)

O ângulo até o qual não há corrente na entrada é dado por:

$$\varphi = a \sin\left(\frac{V_o}{V_p}\right) \quad (5.4)$$

Onde: V_p é o valor de pico da tensão de alimentação e $\theta = \omega t$.

A evolução da *corrente média* de entrada é:

$$i_i = I_p \cdot [\sin(\omega t) - \sin(\varphi)] \quad \text{válido para } (\pi - \varphi) \geq \omega t \geq \varphi \quad (5.5)$$

O valor de pico desta corrente é calculado no pico da tensão da rede e é obtido através da área relativa à corrente instantânea de entrada:

$$I_p = \frac{V_p \cdot \delta^2 \cdot T}{2 \cdot L} \quad (5.6)$$

A potência média (ativa) de entrada, calculada em meio ciclo da rede é [5.1]:

$$P_i = \frac{1}{\pi} \cdot \int_{\varphi}^{\pi-\varphi} V_p \cdot I_p \cdot \sin(\theta) \cdot [\sin(\theta) - \sin(\varphi)] \cdot d\theta = \frac{V_p \cdot I_p}{2} \cdot \frac{\pi - 2\varphi + \sin(2\varphi)}{\pi} \quad (5.7)$$

A corrente eficaz de entrada é:

$$I_{iRMS} = \frac{V_p \cdot T \cdot \delta \cdot \sqrt{\delta}}{\sqrt{3\pi} \cdot L} \cdot X(\varphi) \quad (5.8)$$

Onde $X(\varphi)$ é:

$$X(\varphi) = \sqrt{\left(\frac{\pi}{2} - \varphi\right) \cdot [2 - \cos(2 \cdot \varphi)] - \frac{3 \cdot \sin(2 \cdot \varphi)}{2}} \quad (5.9)$$

Considerando o efeito do chaveamento de alta frequência, pode-se fazer o cálculo do fator de potência. O valor obtido é:

$$FP = \frac{[\pi - 2\varphi - \sin(2\varphi)] \cdot \sqrt{\delta} \cdot \sqrt{6}}{4 \cdot \sqrt{\pi} \cdot X(\varphi)} \quad (5.10)$$

Para $\varphi=0$, a equação (5.10) fornece um resultado igual ao do conversor abaixador-elevador de tensão visto anteriormente (0,866).

A figura 5.5 mostra o valor do FP em função da tensão de saída ($M=V_o/V_p=1/\alpha$). Observe que quanto maior a tensão de saída, pior o fator de potência, uma vez que a corrente se concentra próxima ao pico da tensão. Dada a dependência da largura de pulso, para valores reduzidos de δ , o FP se reduz sensivelmente, pois ocorre um aumento no conteúdo harmônico da corrente. Uma melhoria no FP é obtida com a inclusão de um capacitor de filtro, junto ao retificador, o qual oferece um caminho de baixa impedância para as componentes harmônicas, de modo que, idealmente, pela linha circula apenas o valor médio da corrente pulsada de entrada.

Se forem considerados os limites da norma IEC, é possível, dentro de certas faixas de operação, utilizar este conversor [5.2].

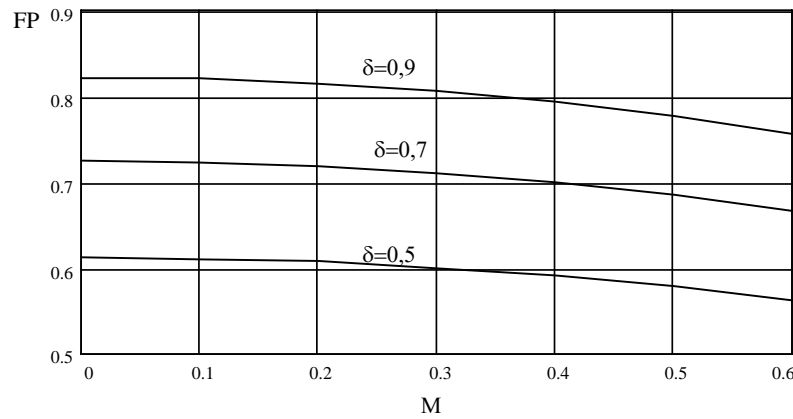


Figura 5.5. Variação do fator de potência com a tensão de saída, para diferentes valores de ciclo de trabalho, considerando o efeito do chaveamento em alta frequência.

O fator de potência obtido através do *valor médio* da corrente será:

$$FP = \frac{\pi - 2 \cdot \varphi - \sin(2 \cdot \varphi)}{\sqrt{\pi - 2 \cdot \varphi - \frac{3 \cdot \sin(2 \cdot \varphi)}{2} - \frac{(\pi - 2 \cdot \varphi) \cdot \cos(2 \cdot \varphi)}{2}}} \cdot \frac{1}{\sqrt{2 \cdot \pi}} \quad (5.11)$$

Observa-se na figura 5.6 que quando a tensão de saída tende a zero o fator de potência tende à unidade (considerando a corrente média de entrada, ou seja, desprezando as componentes de alta frequência na análise). À medida que aumenta a tensão de saída, como o ângulo φ aumenta, o FP diminui.

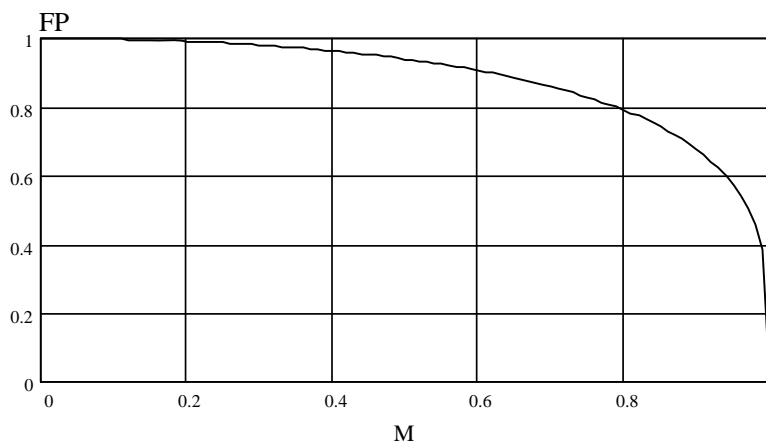


Figura 5.6 Fator de potência de conversor abaixador de tensão como PFP (considerando a corrente média de entrada).

Outra possibilidade é utilizar uma indutância de saída elevada o suficiente de modo que, pelo ajuste da largura de pulso do interruptor, seja possível sintetizar uma corrente senoidal (depois de filtrada) na rede, como mostra a figura 5.7 (obtida na referência [5.3]), e as formas de onda mostradas na figura 5.8.

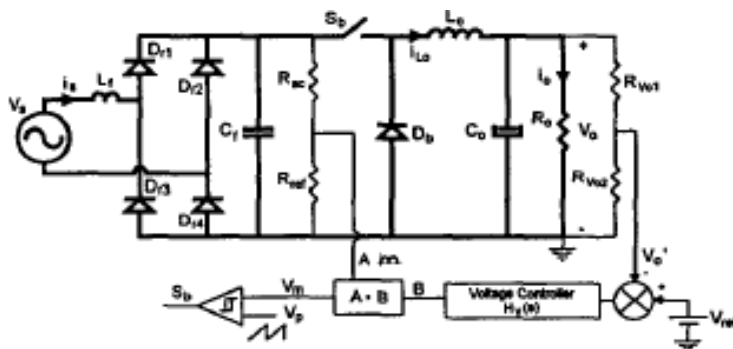


Figura 5.7 Conversor buck PFP, com elevada indutância de saída e controle MLP do interruptor.

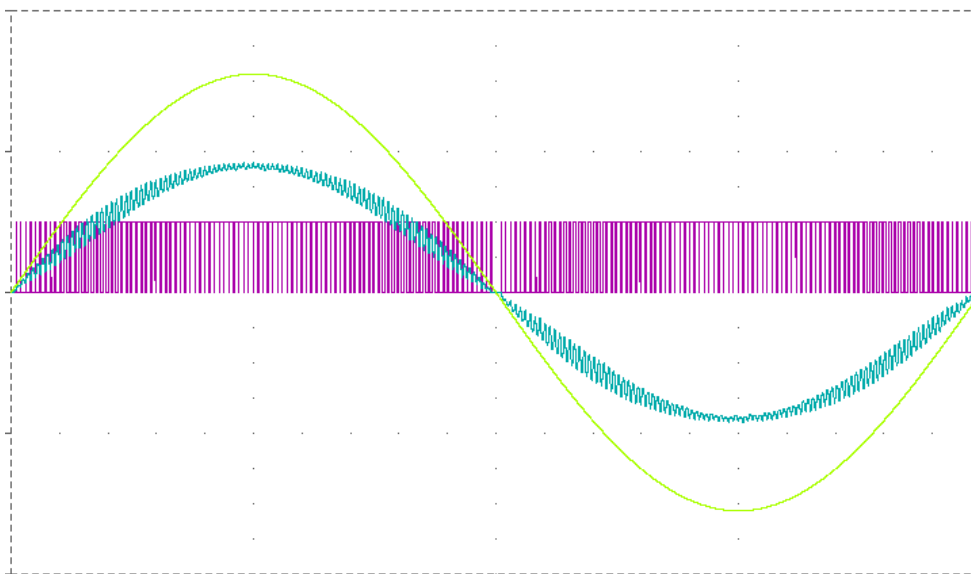


Figura 5.8 Formas de onda do conversor buck PFP com elevada indutância de saída (tensão de entrada, corrente de entrada e sinal MLP).

Pode-se relaxar a exigência de mínima ondulação na corrente do indutor de saída desde que seja introduzida uma realimentação desta corrente, como mostra a figura 5.9 [5.3]. A restrição que permanece é que o valor mínimo da corrente do indutor de saída seja sempre superior ao valor instantâneo (filtrado) da corrente da rede. Caso esta restrição não seja atendida ainda será possível obter alto FP, mas com maior distorção da corrente, como mostra a figura 5.10.

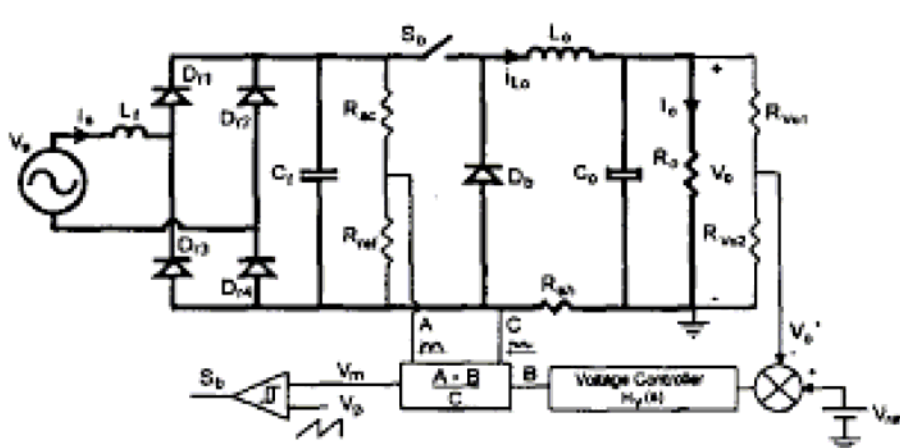


Figura 5.9 Conversor buck PFP, com controle MLP e realimentação da corrente de saída (figura obtida em [5.3]).

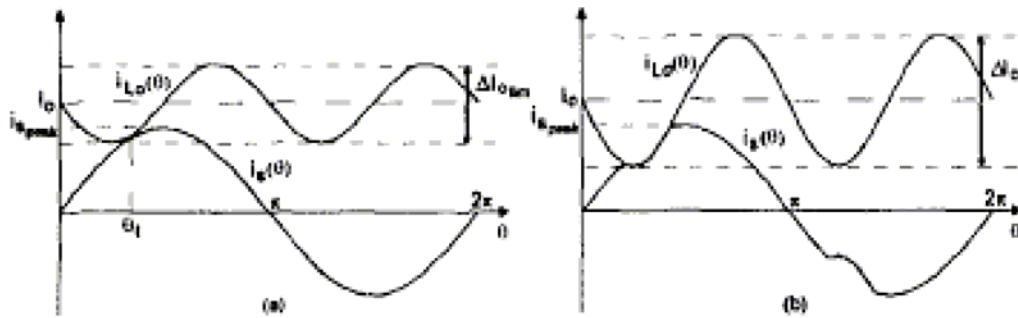


Figura 5.10 Formas de onda de conversor buck PFP com realimentação da corrente de saída. a) corrente CC sempre maior que corrente CA. b) corrente CC inferior a corrente CA em algum intervalo (obtido em [5.3]).

5.3 Referências Bibliográficas

- [5.1] J. Sebastián, J. A. Cobos, P. Gil and J. Uceda: "The Determination of the Boundaries between Continuous and Discontinuous Conduction Modes in PWM DC-to-DC Converters Used as Power Factor Preregulators". Proc. of PESC '92, pp. 1061-1070. Toledo, Spain, Jun. 1992.
- [5.2] G. Spiazzi: "Analysis of Buck Converters Used as Power Factor Preregulators". Proc. Of IEEE PESC'97, pp. 564-570, St. Louis, USA, June 1997.
- [5.3] I. Barbi and F. A. P. de Souza: "A Unity Power Factor Buck Pre-Regulator with Feedforward of the Output Inductor Current". Proc. of IEEE APEC 1999.