

5. CONVERSOR ABAIXADOR DE TENSÃO COMO PFP

O conversor abaixador de tensão (*buck* ou *forward*, se for isolado) sofre de uma limitação como PFP, pois introduz uma zona de corrente nula na entrada. Isto ocorre quando a tensão de entrada é menor do que a tensão de saída. Em algumas aplicações particulares, no entanto, essa restrição pode não ser muito severa, como se verá. Outro caso é quando a corrente CC tem ondulação muito reduzida e o conversor pode ser comandado a partir dessa corrente constante, sintetizando uma corrente senoidal (após a filtragem) no lado CA.

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.

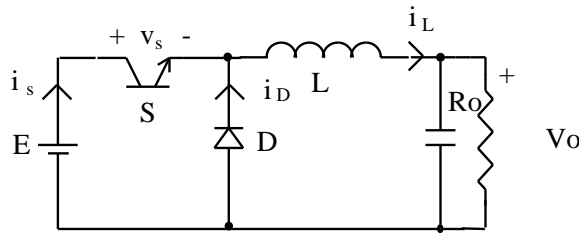


Figura 5.1 Conversor abaixador de tensão com entrada CC

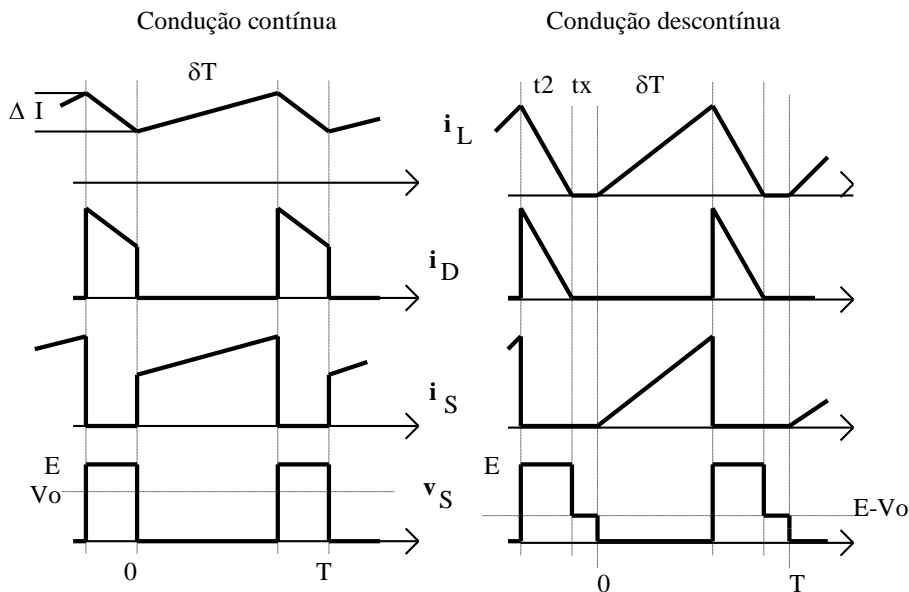


Figura 5.2 Formas de onda típicas nos modos de condução contínua e descontínua

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

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

$$\frac{V_o}{E} = \frac{\delta}{1 - \frac{tx}{T}} = \frac{\delta}{\delta + \delta_2}, \quad \text{onde } \delta_2 = \frac{t2}{T} \quad (5.2)$$

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 no MDC

O conversor abaixador de tensão operando como PFP está mostrado na figura 5.3. A posição do transistor permite a proteção contra sobrecorrentes e partida suave. Como é típico da operação no modo descontínuo, há um aumento no esforço de corrente dos interruptores que devem operar com valores instantâneos bem maiores do que o valor médio.

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. A suposição aqui é que a aplicação exige uma tensão filtrada no lado CC.

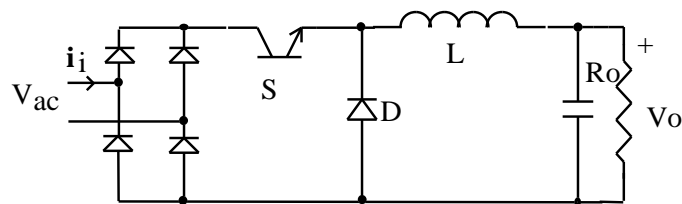


Figura 5.3. Conversor abaixador de tensão como PFP

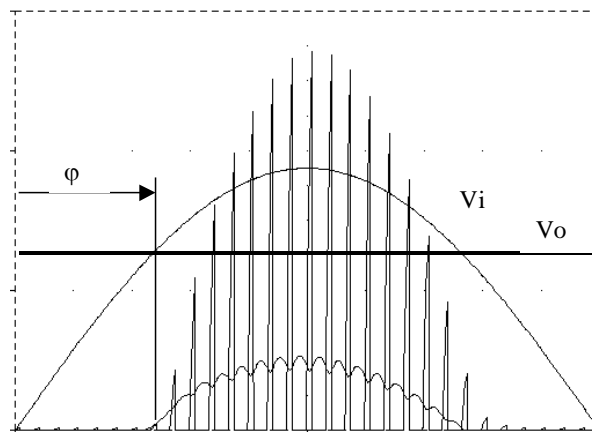


Figura 5.4. Formas de onda típicas de conversor abaixador de tensão como PFP: tensão de entrada, tensão de saída, corrente instantânea na entrada e corrente média.

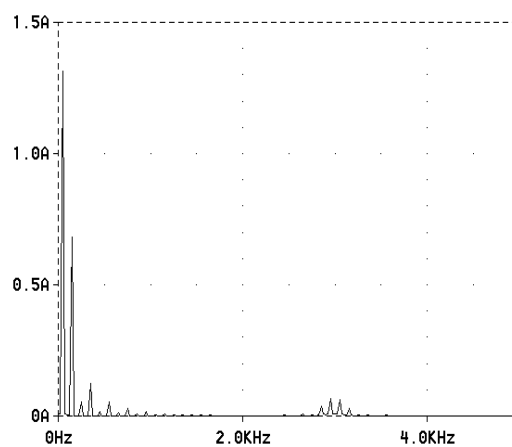


Figura 5.5 Espectro da corrente média de entrada (filtrada), resultando em DHT=53%.

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, $v_{ac}(t)=V_p.\sin(\omega t)$.

A evolução da *corrente média* de entrada é:

$$i_i = I_p \cdot [\sin(\omega t) - \sin(\varphi)] \quad , \quad \text{equação válida no intervalo } \varphi \leq \omega t \leq (\pi - \varphi). \quad (5.5)$$

A cada ciclo de chaveamento a corrente na entrada do conversor é triangular, crescendo a partir de zero, até um valor máximo (no final do pulso de condução) que é proporcional à diferença entre a tensão instantânea de entrada e a tensão de saída (suposta constante). Quando V_o é suficientemente baixo, o valor máximo a cada chaveamento se aproxima da função senoidal da tensão [5.2]. Esta corrente média (a cada ciclo de chaveamento), no intervalo de sua existência é dada por:

$$i_i(\omega t) = \frac{\delta^2 T V_p [\sin(\omega t) - V_o]}{2L} \quad (5.6)$$

A potência média (ativa) de entrada, calculada em meio ciclo da rede é [5.2]:

$$P_i = \frac{1}{\pi} \int_{\varphi}^{\pi-\varphi} v_{ac}(\omega t) \cdot i_i(\omega t) dt = \frac{V_p^2 \delta^2 T}{4L} \left[1 - \frac{2\varphi}{\pi} - \frac{2V_o \sqrt{V_p^2 - V_o^2}}{\pi V_p^2} \right] \quad (5.7)$$

A corrente eficaz de entrada é [5.2]:

$$I_{iRMS} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\varphi}^{\pi-\varphi} [i_i(\omega t)]^2 dt} \quad (5.8)$$

$$= \frac{\delta^2 T V_p}{2\sqrt{2}L} \sqrt{\left\{ \left(1 + \frac{2V_o^2}{V_p^2}\right) \left(1 - \frac{2\varphi}{\pi}\right) - \frac{6V_o \sqrt{V_p^2 - V_o^2}}{\pi V_p^2} \right\}} \quad (5.9)$$

O fator de potência, obtido através do *valor médio* em cada ciclo de chaveamento da corrente, será:

$$FP = \frac{1 - \frac{2\varphi}{\pi} - \frac{2M\sqrt{1-M^2}}{\pi}}{\sqrt{\left(1 + 2M^2\right) \left(1 - \frac{2\varphi}{\pi}\right) - \frac{6M\sqrt{1-M^2}}{\pi}}} \quad (5.10)$$

Onde $M=V_o/V_p$. 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. Do ponto de vista do atendimento de normas como a IEC61000-3-2, o aspecto determinante é o conteúdo harmônico e não o fator de potência (embora estejam relacionados).

Se forem considerados os limites da norma IEC, é possível, dentro de certas faixas de operação, utilizar este conversor [5.3].

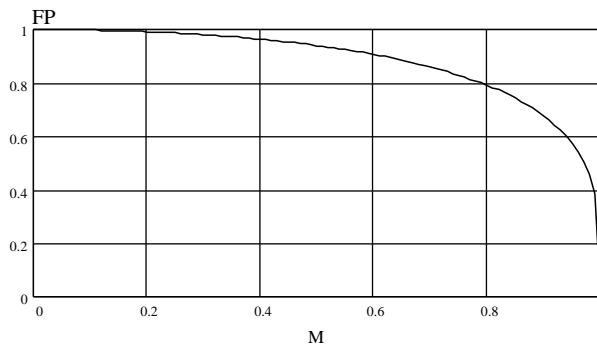


Figura 5.6 Fator de potência de conversor abaixador de tensão como PFP (considerando a corrente média de entrada).

5.3 Conversor abaixador de tensão como PFP em condução crítica

A forma de onda da corrente de entrada, assim como toda análise do fator de potência, é a mesma para condução descontínua ou condução crítica, uma vez que a corrente na entrada do conversor tem forma triangular, iniciando em zero e crescendo até um valor proporcional à tensão instantânea no lado CA.

No entanto, o aspecto discutido nesta seção é diverso em relação ao comportamento da tensão de saída. Se a aplicação do conversor puder ter a exigência de uma baixa ondulação na tensão de saída relaxada, ou seja, se o capacitor de saída não for muito elevado, sobre ele haverá uma ondulação em 120 Hz que aproximadamente seguirá o comportamento da tensão da rede (retificada) e que reduzirá o intervalo em que fica impedida a circulação de corrente na entrada (lado CA) do conversor a regiões bem próximas dos cruzamentos com zero.

Para minimizar a exigência do indutor de saída, sem elevar em demasia o esforço de corrente, o conversor pode operar no modo crítico, com largura de pulso constante e, conseqüentemente, frequência variável, de maneira similar ao que foi apresentado para o conversor *buck-boost*.

No circuito mostrado na figura 5.7 o CI555 em operação monoestável, produz um pulso de largura fixa que é aplicado ao transistor cada vez que a corrente no indutor de saída descarrega-se até zerar a corrente.

A figura 5.8 mostra as formas de onda de tensão no lado CC, sendo visível a ondulação de tensão no capacitor de saída, o que permite a forma melhorada da corrente no lado CA, que agora se mostra presente ao longo de quase todo o semiciclo, como ilustra a figura 5.9. A condução crítica está mostrada na figura 5.10.

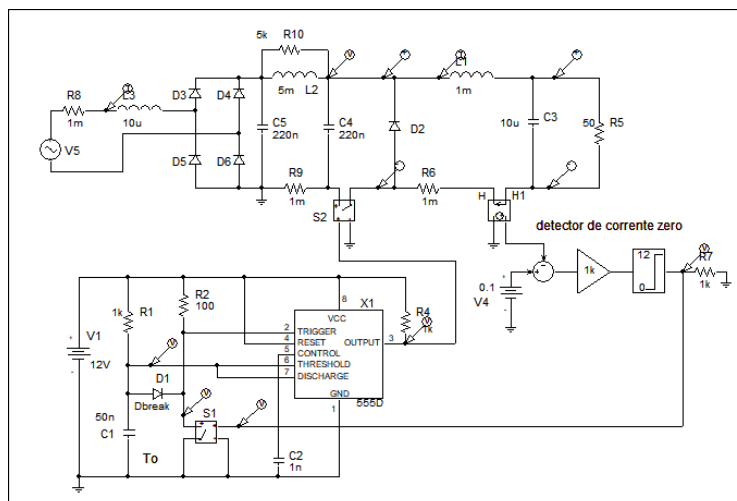


Figura 5.7 Circuito simulado de PFP *buck*, operando em condução crítica.

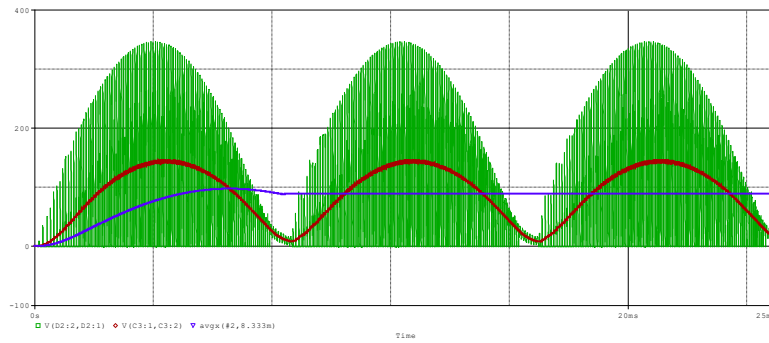


Figura 5.8 Tensão sobre o diodo *buck* (entrada do filtro LC, em verde). Tensão no capacitor junto à carga (vermelho) e valor médio da tensão na carga (azul).

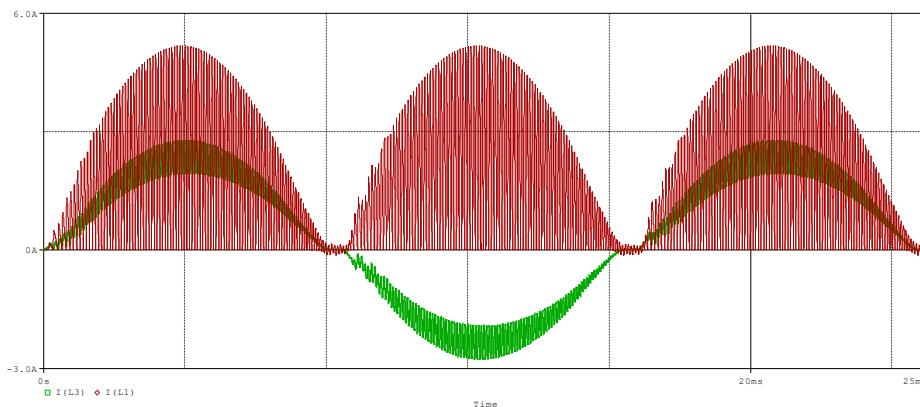


Figura 5.9 Corrente no indutor do lado CC (vermelho) e corrente na rede, após filtragem (verde).

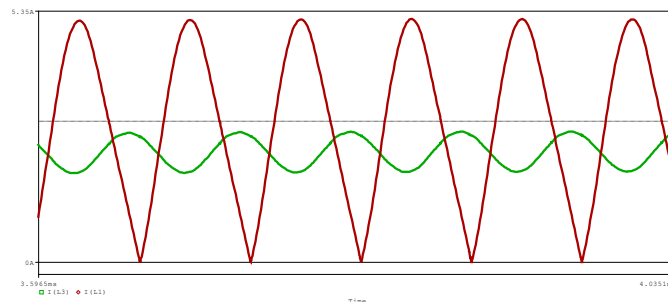


Figura 5.10. Detalhe da corrente na entrada (verde) e no indutor de saída (vermelho), evidenciando a condução crítica.

Se tal relaxamento na filtragem de saída não for aceitável, existem outras situações em que um conversor abaixador de tensão pode ser usado como PFP. Um exemplo são alguns *drivers* de lâmpadas LED baseados em circuitos integrados como o JW1757¹. Tais circuitos são especificados como de entrada universal, de 100 a 240 V, mantendo reguladas as características da saída, em especial a corrente pelos LEDs. O circuito possui um detector de corrente nula que aciona o transistor com uma largura constante, ajustável pela regulação da variável de saída, como mostra a figura 5.11.

A figura 5.12 mostra formas de onda com 220 V na entrada. Dado que a tensão de saída é fixa (em torno de 90 V neste exemplo), quanto maior a tensão de entrada, melhor a forma de onda da corrente, pois menor é o intervalo em que não há corrente na rede. No exemplo, o resultado é um fator de potência de 0,97, com DHT da corrente de 18% e harmônicos em conformidade com limites da norma.

¹ https://www.joulwatt.com/en/proinfo_3520.html

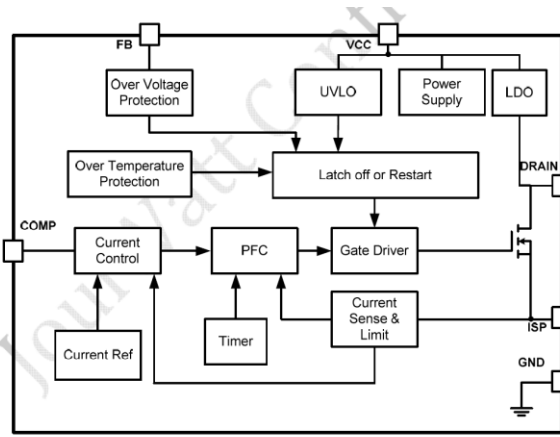


Figura 5.11 Estrutura interna de driver de luminária LED, com correção de fator de potência e controle de corrente de saída.

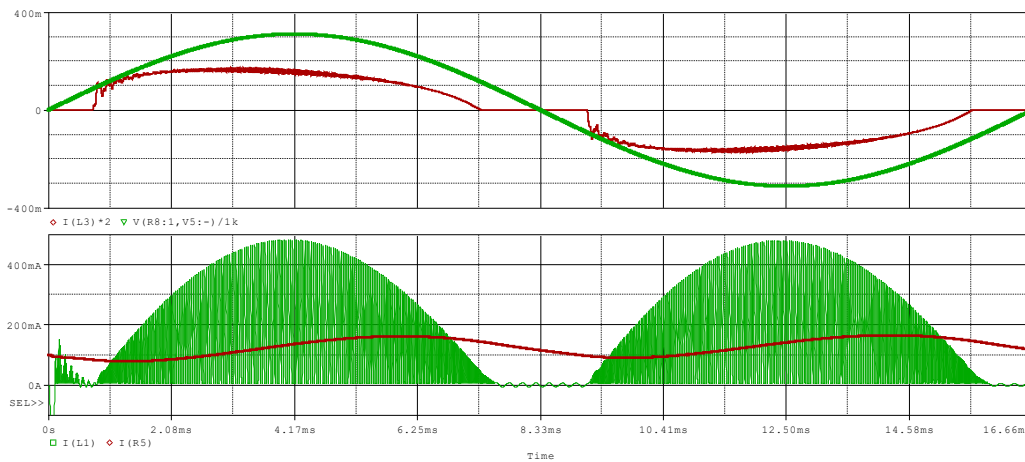


Figura 5.12 Acima, formas de onda da tensão de alimentação (220 V) e corrente na rede. Abaixo, corrente no indutor do lado CC e corrente na carga.

5.4 Conversor abaixador de tensão como PFP no MCC

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 5.13 [5.3], tendo as formas de onda indicadas na figura 5.14. Como a corrente de saída é suposta constante, basta ter uma referência senoidal (retificada) para produzir o sinal PWM que a corrente na entrada seguirá a forma desejada.

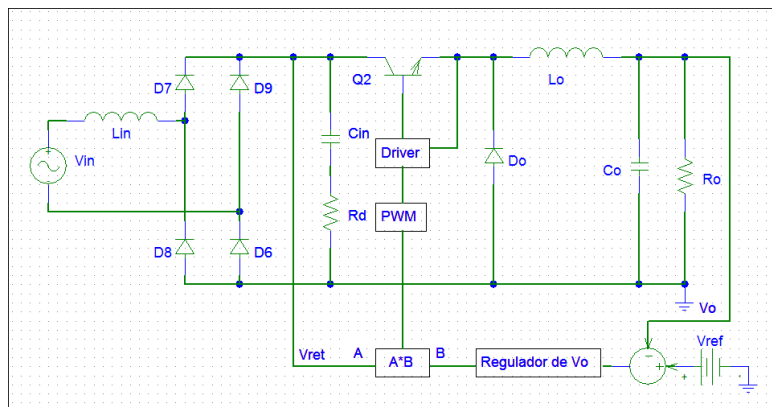


Figura 5.13 Conversor buck PFP, com elevada indutância de saída e controle MLP.

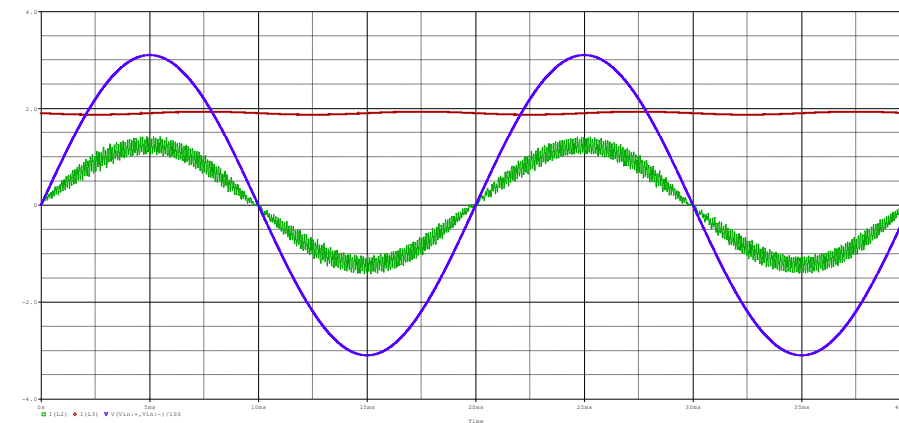
Seja M o índice de modulação, dado pela relação entre o valor de pico da corrente de entrada, I_p e a corrente de saída, I_o (suposta constante). $M=I_p/I_o$. No caso limite ($M=1$) a corrente de pico na entrada se iguala à corrente de saída para um ângulo de 90° . A largura de pulso segue um comportamento senoidal, proporcional à tensão CA: $\delta(\theta)=M \cdot \text{sen}(\theta)$.

A tensão média de saída será igual ao valor médio da tensão sobre o diodo D_o , já que a tensão média sobre L_o é nula em regime permanente. Como sempre há corrente na entrada, a tensão na saída do retificador é a tensão CA, em módulo, desprezando a queda em L_i (o qual é dimensionado para filtrar a frequência de chaveamento, tendo efeito mínimo em 60 Hz). Esta tensão será “recortada” pelo transistor, de acordo com a largura de pulso $\delta(\theta)$. Seja v_d a tensão instantânea sobre o diodo D_o :

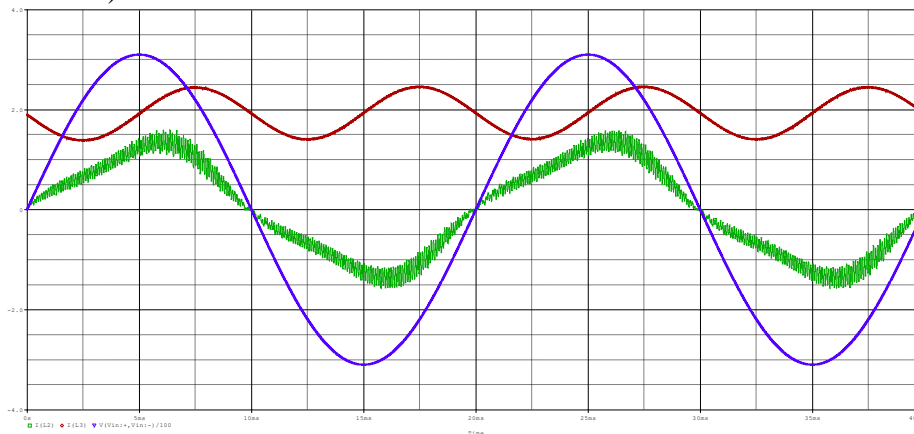
$$v_d(\theta) = V_p \cdot \text{sen}(\theta) \cdot \delta(\theta) = V_p \cdot \text{sen}(\theta) \cdot M \cdot \text{sen}(\theta), \quad (5.12)$$

cujo valor médio resulta:

$$V_o = \frac{V_p \cdot M}{\pi} \int_0^\pi \text{sen}^2(\theta) \cdot d\theta = \frac{V_p \cdot M}{2} \quad (5.13)$$



a) Elevada indutância de saída e corrente senoidal na entrada.



b) Redução na indutância de saída e distorção na corrente.

Figura 5.14 Formas de onda do conversor buck PFP com elevada indutância de saída (tensão de entrada, corrente de entrada e corrente no indutor de saída).

A filtragem da alta frequência é providenciada pelo par $L_{in}-C_{in}$. O fator de potência resultante é unitário.

Compare-se o resultado (5.13) com o que ocorre com um retificador monofásico a diodos com filtro L na saída, de forma de I_o seja constante. Neste caso a corrente de entrada é quadrada, com amplitude I_o e amplitude da fundamental vale $(4 \cdot I_o / \pi)$ (ver capítulo 2). A tensão média de saída apresenta um valor maior:

$$V_o = \frac{2V_p}{\pi} \tag{5.14}$$

Conclui-se que o processo de modulação reduz a corrente na entrada para dar a esta uma forma senoidal e, com isso, reduz a tensão média máxima na saída.

Ao reduzir a indutância L_o , não é mais válida a suposição de I_o constante. A ondulação na corrente de saída produz uma distorção na corrente de entrada, visível na figura 5.14.b.

A correção na forma da corrente exige que seja introduzida uma realimentação da corrente de saída, como mostra a figura 5.15. A restrição que permanece é que o valor mínimo da corrente em L_o seja sempre superior ao valor instantâneo (absoluto) da corrente da rede. Caso esta restrição não seja atendida, haverá distorção da corrente, como mostra a figura 5.16.

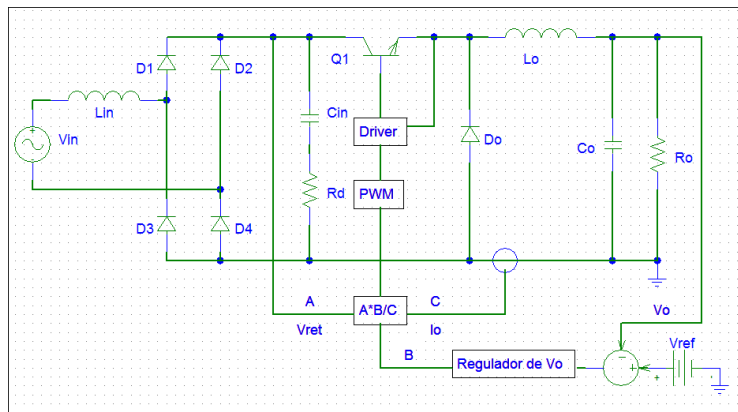


Figura 5.15 Conversor *buck* PFP, com controle MLP e realimentação da corrente de saída.

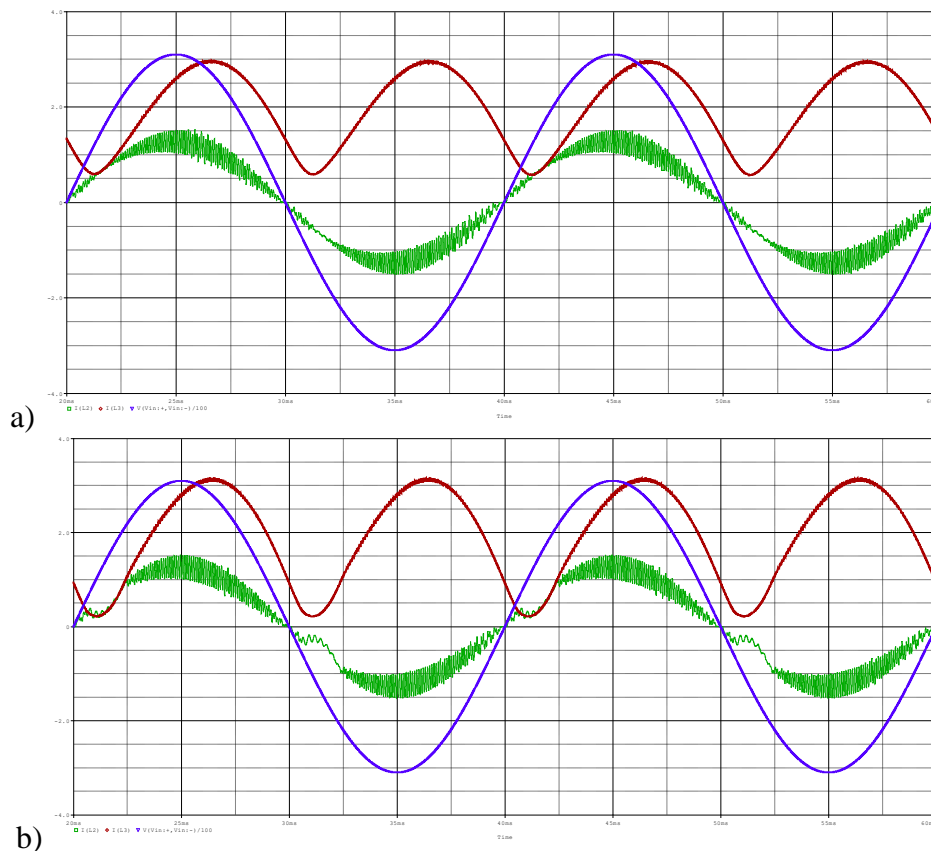


Figura 5.16 Formas de onda de conversor *buck* PFP com realimentação da corrente de saída. a) corrente CC sempre maior que corrente CA. b) corrente CC inferior à corrente CA em algum intervalo.

O ângulo de máxima modulação ocorre quando as correntes se tangenciam. Considerando forma de onda senoidal da corrente filtrada, segue-se tendo $FP=1$. A forma da corrente de saída pode ser aproximada, considerando uma variação pico-a-pico ΔI_o :

$$i_o(\theta) = I_o - \frac{\Delta I_o}{2} \text{sen}(2\theta) \quad (5.15)$$

A largura de pulso será máxima ($\delta=1$) no ângulo em que as correntes de entrada e de saída se tangenciam, implicando na máxima ondulação admissível na corrente de saída (sem distorcer a corrente) e, assim, na mínima indutância L_o . A largura de pulso é dada por:

$$\delta(\theta) = \frac{i_i(\theta)}{i_o(\theta)} = \frac{I_p \cdot \text{sen}(\theta)}{I_o - \frac{\Delta I_o}{2} \cdot \text{sen}(2\theta)} = \frac{M \cdot \text{sen}(\theta)}{1 - \frac{\Delta I_o}{2} \cdot \text{sen}(2\theta)} \quad (5.16)$$

onde $\Delta I_o = \Delta I_o / I_o$.

Supondo V_o constante, a um aumento de carga (aumento de I_o) corresponde um aumento na corrente de entrada e, portanto, de I_p , na mesma proporção, não ocorrendo mudança no valor do índice M . Como $\delta(\theta)$ não mais segue um comportamento senoidal, o resultado de (5.13) será diferente.

O ângulo no qual δ é máximo é aquele no qual a corrente de entrada mais se aproxima do valor da corrente instantânea de saída. Quando as correntes se tangenciam, $\delta=1$. De (5.16) tem-se:

$$\Delta I_o = \frac{2(1 - M \text{sen}(\theta))}{\text{sen}(2\theta)} \quad (5.17)$$

Derivando (5.17) em relação a θ e igualando a zero, obtém-se o ângulo de largura de pulso unitária e que determina o máximo *ripple* na corrente de saída para funcionamento sem distorção na corrente. Tal ângulo é mostrado na figura 5.15.a, estando na faixa entre 45° e 90° . Usando este resultado é possível conhecer a ondulação relativa da corrente de saída que garante a operação correta do PFP e mantém operação em condução contínua, como mostra a figura 5.15.b. Com esta última vinculação, usando (5.16) em (5.12), pode-se numericamente, determinar a tensão média de saída em função de M , mostrada na figura 5.16. O valor de saída é normalizado pela tensão de pico na entrada. Para $M=1$, o *ripple* de corrente deve ser nulo e o resultado converge para o caso de I_o constante.

$$\frac{d}{d\theta} \Delta I_o = 2 \cdot \cos(2\theta) (M \text{sen}(\theta) - 1) - M \text{sen}(2\theta) \cdot \cos(\theta) \quad (5.18)$$

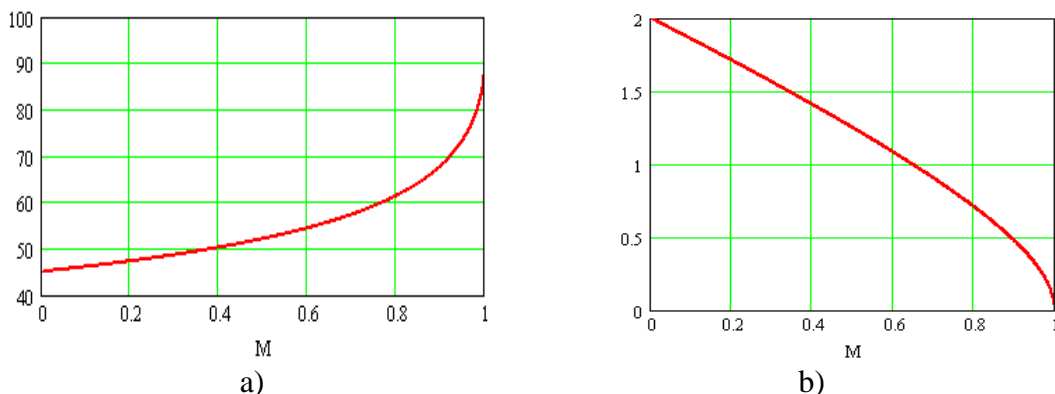


Figura 5.17 a) Ângulo em que se obtém $\delta=1$; b) Variação relativa da corrente de saída ΔI_o .

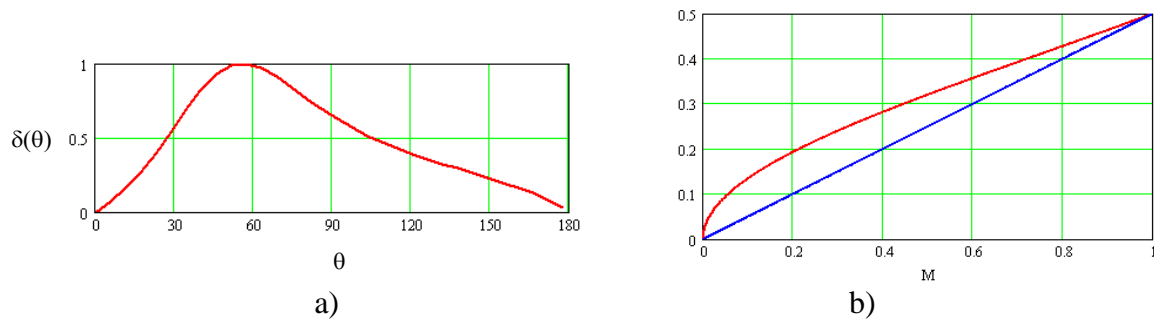


Figura 5.18 a) Largura de pulso no caso limite de *ripple* na corrente; b) Tensão média de saída (normalizada pela tensão CA de pico) para I_o constante (azul) e com *ripple* máximo na corrente de saída (vermelho).

A figura 5.19 mostra a resposta do circuito a uma variação de carga. O regulador é um PI que restabelece a tensão em seu valor (95 V) após três ciclos da ocorrência da perturbação (aumento de 50% na demanda de potência).

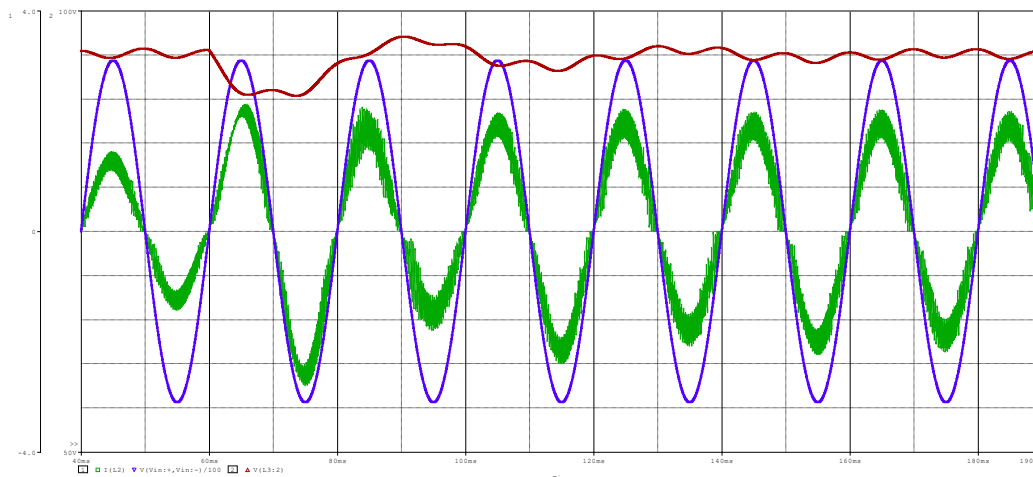


Figura 5.19 Regulação da tensão de saída: tensão CC com variação de carga (vermelha), tensão CA (dividida por 100 - azul) e corrente na fonte (verde)

5.5 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] H. Endo, T. Yamashita, T. Sigiura, “A high-power-factor Buck converter”, IEEE PESC Records, pp. 1071-1076, 1992, Toledo, Spain.
- [5.3] G. Spiazzi: “Analysis of Buck Converters Used as Power Factor Preregulators”. Proc. Of IEEE PESC’97, pp. 564-570, St. Louis, USA, June 1997.
- [5.4] 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.

Exercício

1. Simule o circuito abaixo, adequando as condições iniciais de corrente nos indutores e tensão nos capacitores para minimizar a duração do transitório inicial. Analise o comportamento da corrente de entrada (distorção) em função de diferentes elementos de filtragem na entrada. V3 é a portadora da MLP.

