

## 4. CONVERSOR ABAIXADOR-ELEVADOR DE TENSÃO COMO PRÉ-REGULADOR DE FATOR DE POTÊNCIA

Este tipo de conversor permite ter na saída tensões menores ou maiores do que a tensão de entrada. Funcionando como PFP suas principais vantagens são:

- Facilidade de introdução de isolamento entre entrada e saída.
- Em condução descontínua, operando em frequência fixa e MLP, o circuito emula uma carga resistiva, ou seja, funciona como PFP. Desta forma, não há necessidade de um multiplicador no circuito de controle.
- Sobre-corrente e curto-circuitos na carga podem ser controlados pelo interruptor.

Como desvantagens pode-se citar:

- Inversão na polaridade da tensão de saída no circuito não isolado, trazendo alguma dificuldade adicional para o controle.
- Elevado “stress” do interruptor (soma das tensões de entrada e de saída).
- Elevadas correntes RMS e de IEM conduzida, devido à operação no modo descontínuo.

### 4.4 Conversor abaixador-elevador com entrada CC

O circuito mostrado na figura 4.1.a. ilustra um conversor abaixador-elevador de tensão (*buck-boost* ou *flyback*), com entrada CC. Em 4.1.b. tem-se o circuito com saída isolada.

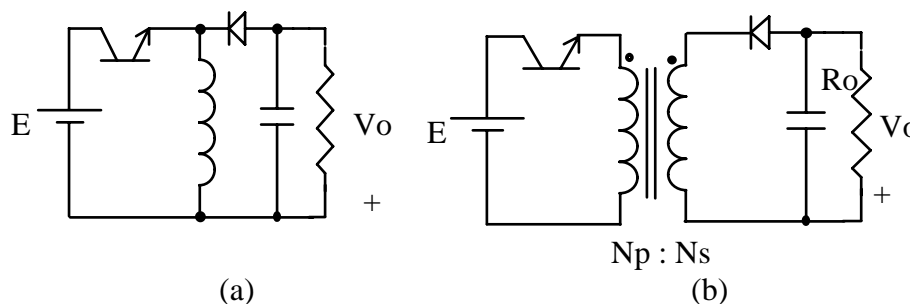


Figura 4.1 Conversor abaixador-elevador de tensão com entrada CC (a) e isolado (b)

Durante a condução do transistor, a tensão aplicada ao indutor é a tensão de entrada, a corrente por ele cresce, acumulando energia no dispositivo. A saída é alimentada pelo capacitor. Quando o transistor desliga, a continuidade da corrente se faz pela condução do diodo. A energia acumulada em L é transferida para a saída, recarregando o capacitor e alimentando a carga. Note-se a inversão na polaridade da tensão de saída em relação à entrada (circuito não isolado).

No caso da topologia com isolamento (que recebe usualmente o nome de "flyback"), é importante observar-se que o elemento magnético opera como um indutor bifilar e não como um transformador, uma vez que a corrente circula, em cada intervalo, em um dos enrolamentos e nunca nos dois simultaneamente. Isto é, quando o transistor desliga, a continuidade no fluxo é mantida pela condução de corrente pelo outro enrolamento.

Consideremos as formas de onda mostradas na figura 4.2, nas situações de condução contínua e descontínua.



Nesta situação, a corrente pelo diodo (no secundário) vai a zero antes do início da próxima condução do transistor, existindo um intervalo ( $t_x$ ) no qual não existe corrente circulando pelo elemento magnético. Desta maneira, a entrada em condução do transistor e o desligamento do diodo ocorrem a corrente nula. A característica estática é descrita como:

$$\frac{V_o}{E} = \frac{\delta}{1 - \delta - \frac{t_x}{T}} = \frac{\delta}{\delta_2}, \quad \text{onde } \delta_2 = \frac{t_2}{T} = \sqrt{\frac{2 \cdot L}{T \cdot R_o}} \quad (4.4)$$

Uma característica interessante deste modo de operação é que o conversor funciona como uma fonte de *potência* constante, pois  $P_o$  independe da carga [4.1]:

$$P_o = V_o \cdot I_o = \frac{E^2 \cdot T \cdot \delta^2}{2 \cdot L} \quad (4.5)$$

#### 4.5 Conversor abaixador-elevador de tensão como PFP

A aplicação deste circuito como PFP ocorre com operação no modo descontínuo, uma vez que naturalmente é emulada uma carga resistiva. A figura 4.3 mostra o diagrama do circuito.

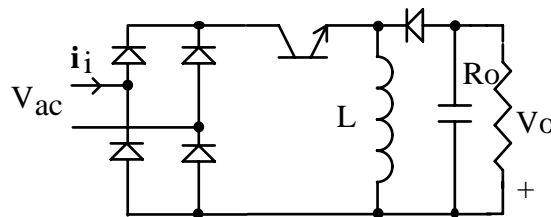


Figura 4.3. Conversor abaixador-elevador de tensão como PFP

A corrente média de entrada, em cada ciclo de chaveamento, tem uma forma triangular, como mostrado na figura 4.2.b. (a corrente de entrada é igual à corrente pelo transistor, a menos da retificação). O valor de pico depende do valor instantâneo da tensão de entrada [4.2] e, dados os valores de entrada e de saída, existe uma máxima largura de pulso possível que garante a operação no MCD.

$$V_p \cdot \delta_{\max} = V_o (1 - \delta_{\max}) \Rightarrow \delta_{\max} = \frac{V_o}{V_p + V_o}$$

$$\bar{i}_i(t) = I_p(t) \cdot \frac{\delta}{2} = \frac{\delta^2 \cdot T \cdot v_{ac}(\omega t)}{2 \cdot L} \quad (4.6)$$

Definindo uma resistência emulada, a qual é constante e dependente de parâmetros do circuito, tem-se:

$$R_{em} = \frac{2 \cdot L}{\delta^2 \cdot T} \quad (4.7)$$

Ou seja, para frequência e largura de pulso fixas, a rede “enxerga” uma carga resistiva, isto é, a corrente *média* de entrada segue a variação da tensão.

A figura 4.4 mostra a forma típica da corrente de entrada deste conversor (não filtrada), juntamente com a corrente na rede após a filtragem. Nota-se uma forma de onda praticamente senoidal.

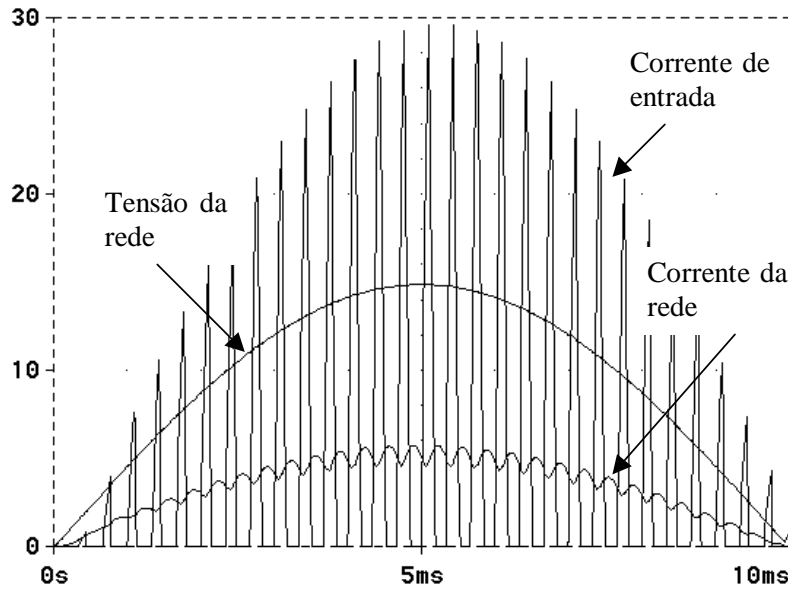


Figura 4.4. Corrente de entrada de um pré-regulador de fator de potência tipo *flyback*

#### 4.5.1 Cálculo das variáveis médias de entrada

Consideremos o chaveamento que ocorre quando a tensão de entrada está no pico. A corrente média, calculada neste período de chaveamento é dada por:

$$I_{i_p} = \frac{V_p \cdot \delta^2 \cdot T}{2 \cdot L} \quad (4.8)$$

Os valores médios, calculados em cada período de chaveamento, seguem uma lei senoidal. A potência média de entrada (ativa), calculada em um semiciclo da rede é dada por:

$$P_i = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} V_p \cdot \sin\theta \cdot \frac{V_p \cdot \sin\theta \cdot \delta^2 \cdot T}{2 \cdot L} \cdot d\theta = \frac{V_p^2 \cdot \delta^2 \cdot T}{4 \cdot L} \quad (4.9)$$

#### 4.5.2 Cálculo das variáveis eficazes de entrada

A corrente eficaz, calculada no período de chaveamento correspondente ao pico da tensão de entrada é:

$$I_{i_{RMS}} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^{\delta \cdot T} \left( \frac{V_p \cdot t}{L} \right)^2 \cdot dt} = \frac{V_p \cdot T \cdot \delta \cdot \sqrt{\delta}}{\sqrt{3} \cdot L} \quad (4.10)$$

A potência aparente de entrada e o *fator de potência* associado, levando em conta as componentes de alta frequência presentes na corrente, são:

$$S_i = \frac{V_p^2 \cdot T \cdot \delta \cdot \sqrt{\delta}}{2 \cdot \sqrt{3} \cdot L} \quad (4.11)$$

$$FP = 0,866 \cdot \sqrt{\delta} \quad (4.12)$$

Nota-se que o FP depende da largura de pulso. O valor relativamente baixo (assim como o do conversor elevador de tensão em condução descontínua e crítica) pode ser elevado com a inclusão de um filtro capacitivo na entrada do retificador, de modo que as componentes harmônicas sejam fornecidas por este componente, vindo da rede apenas a componente média da corrente. Neste caso, como a corrente fornecida pela rede será a corrente média de entrada e, como ela é senoidal, o fator de potência teórico é unitário.

#### 4.6 Conversor abaixador-elevador com 2 interruptores

O circuito mostrado na figura 4.5 mostra um conversor não isolado, com característica de abaixador-elevador de tensão. O interruptor de entrada (S1) permite uma redução da tensão média (funcionando como abaixador de tensão) fornecida ao estágio seguinte, o qual é um conversor elevador de tensão.

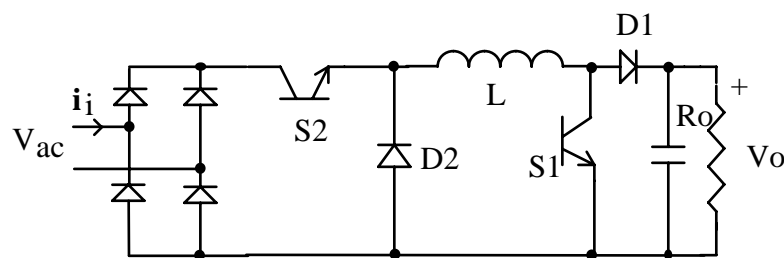


Figura 4.5 Conversor abaixador-elevador de tensão com 2 interruptores

Se o interruptor S1 for mantido sempre aberto, o circuito opera como um abaixador de tensão. Com S2 sempre conduzindo, o funcionamento é como um elevador de tensão. Com ambos operando em sincronismo, tem-se a característica de um abaixador-elevador de tensão.

As razões para utilizar este arranjo são:

- não inversão da tensão de saída;
- redução do esforço de tensão sobre as chaves;
- possibilidade de proteção contra sobre-corrente.

Alternativamente, para elevar a eficiência do conversor, S2 pode entrar em operação apenas quando a tensão de entrada se torna maior do que a de saída.

A corrente de entrada é recortada por S1, como no conversor *flyback*. O ciclo de trabalho, para permitir condução descontínua em L, é limitado, como para o conversor elevador de tensão [4.3]:

$$\delta_{\max} = \frac{1}{1 + \alpha}, \quad \text{onde } \alpha = \frac{V_p}{V_o} \quad (4.12)$$

#### 4.7 Referências Bibliográficas

- [4.1] E. R. Hnatek: “Design of Solid State Power Supplies”. Van Nostrand Reinhold, New York, USA, Third edition, 1989.
- [4.2] M. Brkovic and S. Cuk: “Input Current Shaper Using Cuk Converter”. Proc. of INTELEC ‘92, Washington, USA, pp. 532-539.
- [4.3] I. Barbi e A. F. de Souza: Curso “Correção de Fator de Potência de Fontes de Alimentação”. Florianópolis, Julho de 1993.