

7. DETERMINAÇÃO DOS LIMITES PARA OPERAÇÃO NO MODO DESCONTÍNUO de PFP

7.1 Limites para conversores CC-CC

Considere-se como exemplo o circuito de um conversor tipo abaixador-elevador [7.1] de tensão (figura 7.1) e as suas respectivas formas de onda mostradas na figura 7.2, as quais indicam a tensão sobre a indutância e a corrente no modo de condução descontínuo.

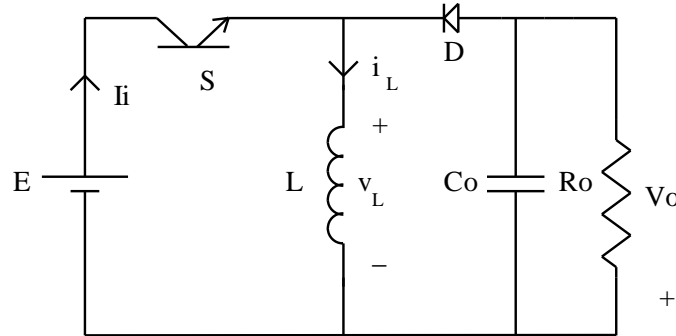


Figura 7.1 Conversor abaixador-elevador de tensão

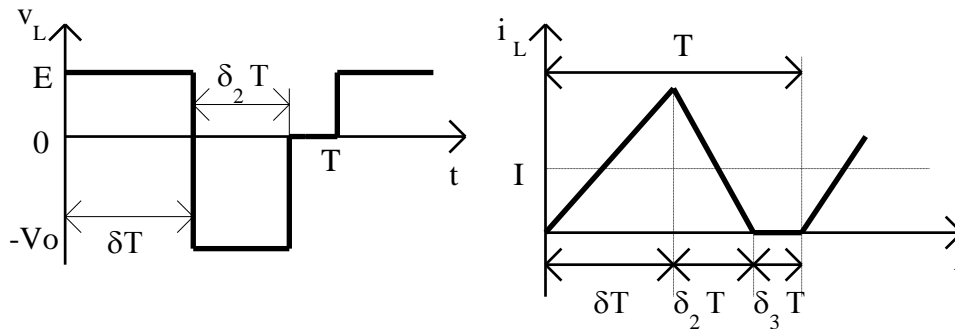


Figura 7.2 Tensão e corrente (modo descontínuo) sobre a indutância, em conversor tipo abaixador-elevador de tensão.

A característica estática de transferência no modo de condução descontínua pode ser escrita como:

$$\left| \frac{V_o}{E} \right| = \frac{\delta}{\delta_2} = H \quad (7.1)$$

A corrente média fornecida pela fonte (que existe somente durante a condução do transistor), calculada em cada ciclo de chaveamento, é dada por:

$$I_i = \frac{\delta^2 \cdot E \cdot T}{2 \cdot L} \quad (7.2)$$

As potências de entrada e de saída são, respectivamente:

$$P_i = \frac{\delta^2 \cdot E^2 \cdot T}{2 \cdot L} \quad (7.3)$$

$$P_o = \frac{V_o^2}{R_o} \quad (7.4)$$

Considerando um rendimento de 100%, da igualdade entre (7.3) e (7.4) obtém-se a relação estática de tensões no modo descontínuo:

$$\left| \frac{V_o}{E} \right| = \delta \cdot \sqrt{\frac{T \cdot R_o}{2 \cdot L}} \quad (7.5)$$

Definindo o parâmetro adimensional K_e :

$$K_e \equiv \frac{2 \cdot L}{R_o \cdot T} \quad (7.6)$$

De (7.1) e (7.5) vem:

$$\delta_2 = \sqrt{K_e} \quad (7.7)$$

Assim, o parâmetro K_e determina a duração do intervalo δ_2 de um conversor abaixador-elevador de tensão no MCD.

Demonstra-se em [7.1] que ocorre condução descontínua sempre que o parâmetro K_e for menor do que certo valor crítico, K_{crit} , o qual pode ser definido para cada tipo de conversor. A condição crítica é quando o intervalo δ_2 se encerra exatamente no final do período de chaveamento. Para um conversor abaixador-elevador tem-se:

$$\delta_2 = 1 - \delta = \frac{1}{1+H} = \sqrt{K_{crit}} \quad (7.8)$$

$$K_{crit} = \frac{1}{(1+H)^2} \quad (7.9)$$

Agindo analogamente para os demais tipos de conversores pode-se estabelecer uma expressão equivalente para o intervalo δ_2 . Determina-se também o valor de K_{crit} , como mostrado na tabela 7.I.

TABELA 7.I

<i>Conversor</i>	<i>K_{crit}</i>
Abaixador de tensão	1-H
<i>Forward, push-pull</i> , ponte (isolados)	$1 - \frac{H}{n}$
Abaixador-elevador, Zeta, Cuk e SEPIC	$\frac{1}{(1+H)^2}$
<i>Flyback</i> , Zeta, Cuk e SEPIC (isolados)	$\frac{1}{(n+H)^2}$
<i>Boost</i>	$\frac{H-1}{H^3}$

n é a relação de transformação N_s/N_p

7.2 Limites para conversores CA-CC operando como PFP

Considere-se o circuito genérico da figura 7.3.

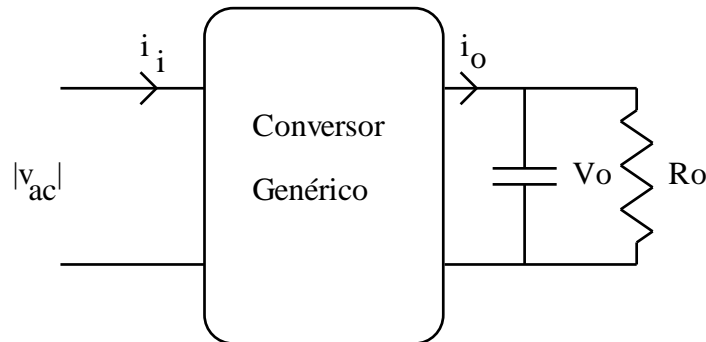


Figura 7.3 Diagrama genérico de conversor operando como PFP.

Sejam a tensão e a corrente (média) de entrada de um conversor genérico (após a retificação), dadas por [7.2]:

$$|v_{ac}| = V_p \cdot |\sin(\omega t)| \quad (7.10)$$

$$|i_i| = I_p \cdot |\sin(\omega t)| \quad (7.11)$$

Note que, como a hipótese é que a corrente de entrada é senoidal, a análise que se segue não se aplica ao conversor abaixador de tensão. Para o conversor elevador de tensão operando no modo descontínuo, a análise também não é rigorosa, uma vez que a corrente de entrada, conforme foi visto anteriormente, também não é senoidal, embora possa se aproximar desta forma de onda.

Sendo constante a tensão de saída, V_o , a característica estática é:

$$m(\omega t) = \frac{V_o}{|v_{ac}|} = \frac{V_o}{V_p \cdot |\sin(\omega t)|} = \frac{M}{|\sin(\omega t)|} \quad (7.12)$$

Como se vê, a característica estática varia com o valor instantâneo da entrada, entre os valores M ($\omega t = \pi/2$) e infinito ($\omega t = 0$ e $\omega t = \pi$).

A potência absorvida da rede (instantânea e média em meio ciclo da rede) são, respectivamente:

$$p_i(\omega t) = V_p \cdot I_p \cdot \sin^2(\omega t) \quad (7.13)$$

$$P_i = \frac{V_p \cdot I_p}{2} \quad (7.14)$$

A potência instantânea de saída pode ser expressa por:

$$p_o(\omega t) = i_o(\omega t) \cdot V_o \quad (7.15)$$

Do balanço de potências obtém-se uma expressão para i_o :

$$i_o(\omega t) = \frac{V_p \cdot I_p \cdot \sin^2(\omega t)}{V_o} \quad (7.16)$$

Define-se a resistência "vista" pelo conversor como:

$$r(\omega t) = \frac{V_o}{i_o(\omega t)} = \frac{V_o^2}{V_p \cdot I_p \cdot \sin^2(\omega t)} \quad (7.17)$$

A potência CC absorvida pela carga é:

$$P_o = \frac{V_o^2}{R_o} \quad (7.18)$$

A relação entre as resistências será:

$$r(\omega t) = \frac{R_o}{2 \cdot \sin^2(\omega t)} \quad (7.19)$$

Nos conversores CC-CC, a passagem de uma situação de condução contínua para descontínua depende apenas da relação de tensões, H. No caso dos PFP, como o ganho estático varia ao longo do semiciclo, o valor de K_{crit} depende de $m(\omega t)$, ao invés da constante H (veja eq. 7.9), ou seja, a passagem de condução contínua para condução descontínua se daria para diferentes valores de K_e ao longo do semiciclo.

Redefina-se o parâmetro de descontinuidade substituindo (7.19) em (7.6):

$$K_{crit}(\omega t) = \frac{2 \cdot L}{r(\omega t) \cdot T} = 2 \cdot K_e \cdot \sin^2(\omega t) \quad (7.20)$$

$K_{crit}(\omega t)$ varia entre 0 e 2. Ocorrerá operação no modo descontínuo quando:

$$K_e < \frac{K_{crit}(\omega t)}{2 \cdot \sin^2(\omega t)} \quad (7.21)$$

Definindo:

$$K'_{crit}(\omega t) \equiv \frac{K_{crit}(\omega t)}{2 \cdot \sin^2(\omega t)} > K_e \quad (7.22)$$

Substituindo $m(\omega t)$ nas relações da tabela 7.I (no lugar de H), obtém-se os seguintes valores para K_{crit} :

$$\text{Buck-boost: } K_{crit} = \frac{|\sin|^2}{(M + |\sin|)^2} \quad (7.23)$$

$$\text{Boost: } K_{crit} = \frac{|\sin|^2 (M - |\sin|)}{M^3} \quad (7.24)$$

O circuito funcionará sempre no modo descontínuo se K_e for menor do que o valor mínimo de K'_{crit} . O funcionamento será sempre no modo contínuo se K_e for maior do que o valor máximo de K'_{crit} . Valores intermediários apresentaram ambos os comportamentos, dependendo do valor da tensão de entrada.

A tabela 7.II mostra os limites para diversos conversores.

TABELA 7.II

Conversor	K'_{crit}	$K'_{crit(max)}$	$K'_{crit(min)}$
<i>Buck-boost</i> , SEPIC, Cuk, Zeta	$\frac{1}{2 \cdot [M + \sin(\omega t)]^2}$	$\frac{1}{2 \cdot M^2}$	$\frac{1}{2 \cdot (M+1)^2}$
<i>Flyback</i> , SEPIC, Cuk, Zeta (isolados)	$\frac{1}{2 \cdot [M + n \cdot \sin(\omega t)]^2}$	$\frac{1}{2 \cdot M^2}$	$\frac{1}{2 \cdot (M+n)^2}$
<i>Boost</i>	$\frac{M - \sin(\omega t) }{2 \cdot M^3}$	$\frac{1}{2 \cdot M^2}$	$\frac{M-1}{2 \cdot M^3}$

Conforme já foi dito, este resultado não é exato para o conversor elevador de tensão. Calculando-se a indutância máxima com os resultados da Tabela 7.II e comparando com a valor determinado pela equação (3.23), a diferença é o fator $Y(\alpha)$, que identifica a diferença entre a corrente média obtida no conversor e uma senóide.

A figura 7.4 mostra formas de onda de um conversor *boost*, com um K_e de valor intermediário entre o mínimo e o máximo, de forma que, num mesmo semiciclo da rede coexistem períodos de condução contínua e descontínua.

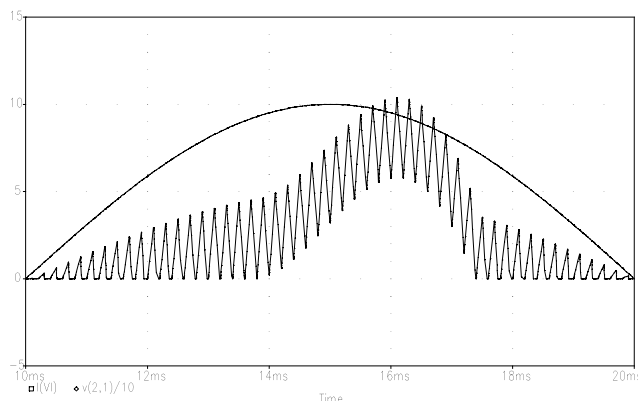


Figura 7.4 Formas de onda de conversor *boost* com modos de condução contínuo e descontínuo.

7.3 Referências Bibliográficas

- [7.1] S. Cuk and R. D. Middelbrook: "A General Unified Approach to Modeling Switching DC-to-DC Converters in Discontinuous Conduction Mode". Proc. of IEEE PESC '77, 1977, pp. 36-57.
- [7.2] 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 IEEE PESC '92, Toledo, Spain, June 1992, pp. 1061-1070.

Exercício

- 1) Simule o circuito abaixo, com chaveamento em 4 kHz, largura de pulso de 40%, para uma entrada em 50Hz, 170V de pico. Faça variações na largura de pulso, na indutância e na carga e analise a operação no modo descontinuo e a transição para uma situação irregular com condução contínua e descontinua (figura 7.4).

