REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

[1] N. Mohan, T. Undeland & W. Robbins, *Power Electronics: Converters, Applications and Design*. John Wiley & Sons, New York-USA, 1989.

[2] M. Brown/MOTOROLA, *Practical Switching Power Supply Design*. Academic Press, Inc., San Diego, California-USA, 1990.

[3] R.G. Hoft, *Semiconductor Power Electronics*. Van Nostrand Reinhold Company Inc. New York-USA, 1986.

[4] T. Kenjo, *Power Electronics for the Microprocessor Age*. Oxford Science Publications, Oxford, New York, 1990.

[5] A.I. Pressman, *Switching Power Supply Design*. McGraw-Hill, Inc., New York-USA, 1991.

[6] B.W. Willians, *Power Electronics-Devices, Drivers, Applications and Passive Components*. McGraw-Hill, Inc., New York-USA, Second Edition, 1992.

[7] I. Barbi, *Eletrônica de Potência II*. Publicação Interna, Curso de Pós Graduação em Engenharia Elétrica, UFSC-EEL-INEP, Florianópolis-SC, 1988.

[8] INPT-LEEI, *Cours d'Electronique Industrielle-Traitement Electronique de L'Energie Electrique-Hacheurs et Onduleurs Autonomes*. Toulouse, França, Edição 1983.

[9] Yin-Shu Lee, *Computer-Aided Analysis and Design of Switch-Mode Power Supplies*. Marcel Dekker, Inc., New York-USA, 1993.

[10] M.H. Rashid, *Power Electronics-Circuits, Devices, and Applications*. Prentice-Hall International Editions, Inc., New Jersey, 1988.

CAPÍTULO 4

CONVERSOR CC-CC À ACUMULAÇÃO DE ENERGIA

4.1. INTRODUÇÃO

Os Conversores CC-CC estudados até o presente momento (conversor Buck e conversor Boost), são também denominados na literatura de conversores CC-CC diretos; isso porque a transferência de potência da entrada do conversor para a saída se processa diretamente, sem a passagem por elementos intermediários acumuladores de energia. Assim, o conversor Buck é naturalmente indicado para as situações onde se deseja alimentar uma carga com características de fonte de corrente contínua, a partir de uma fonte de tensão contínua. Já o conversor Boost é empregado nas alimentações de cargas com características de fonte de tensão contínua, a partir de uma fonte de corrente contínua.

Em muitas aplicações contudo, é comum se encontrar situações onde se deseja controlar o fluxo de potência entre carga e fonte de mesma natureza. Nessas condições a transferência de potência é feita indiretamente através da utilização de componentes acumuladores de energia.

Assim, caso se deseje controlar o fluxo de energia entre uma fonte de tensão contínua e uma carga com característica de fonte de tensão contínua, deve-se empregar um conversor à acumulação indutiva, também conhecido na literatura como conversor Buck-Boost. No caso em que se deseje controlar o fluxo de energia entre uma fonte de corrente contínua e uma carga com característica de fonte de corrente contínua deve-se empregar o conversor à acumulação capacitiva, também conhecido como conversor Cúk. Portanto, tanto o conversor Buck-Boost como o Cúk são conversores CC-CC indiretos. Ambos serão descritos e estudados a seguir, iniciando-se pelo conversor Buck-Boost.

4.2. CONVERSOR CC-CC À ACUMULAÇÃO INDUTIVA (BUCK-BOOST)

4.2.1. INTRODUÇÃO

O conversor CC-CC tipo Buck-Boost é utilizado para controlar o fluxo de potência entre duas fontes de tensão; ou seja, entre uma fonte de tensão e uma carga com características de fonte de tensão.

A transferência de energia, de forma direta, entre duas fontes de mesma natureza é uma impossibilidade na Eletrônica de Potência. Desse modo, quando se pretende transferir energia entre duas fontes de tensão, é imprescindível o uso de um componente armazenador de energia que se comporte como fonte de corrente. O componente natural que apresenta essa característica é o indutor. Assim, a transferência de energia entre duas fontes de tensão não pode ser feita diretamente, ela exige a colocação de um indutor em um ponto estratégico, de forma que numa primeira etapa a energia proveniente da fonte é armazenada no indutor, e na etapa seguinte ela é transferida à carga.

Os itens que se seguem apresentarão as etapas de funcionamento desse conversor, seu modelo matemático e característica de carga.

4.2.2. PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DO CONVERSOR BUCK-BOOST

A estrutura do conversor CC-CC à acumulação indutiva está representada na Fig. 4.1, juntamente com as duas etapas de funcionamento. A carga é representada pela fonte de tensão E_0. Na prática a fonte E_0 é constituída por um capacitor C, adequadamente projetado, em paralelo com uma resistência R.

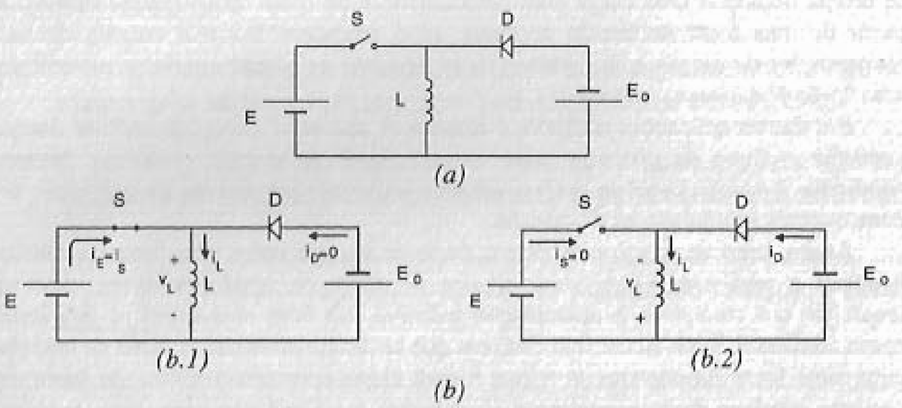

Fig. 4.1: (a) Estrutura do Conversor Buck-Boost; (b) Etapas de funcionamento.

* ETAPAS DE FUNCIONAMENTO

1ª ETAPA (Fig. 4.1.b.1): Na primeira etapa a chave S encontra-se fechada e a energia proveniente da fonte E é acumulada no indutor L. Esta etapa termina quando a chave S é aberta no tempo tc (Fig. 4.2).

2ª ETAPA (Fig. 4.1.b.2): Com a abertura da chave S a polaridade no indutor L é invertida, polarizando diretamente o diodo D, que entra em condução. A partir desse momento t = tc , a energia acumulada no indutor L durante a 1ª ETAPA transferida à fonte E_o. Observa-se que a polaridade da fonte E_o é invertida em relação aos conversores anteriores. As principais formas de onda relativas a este conversor estão apresentados na Fig. 4.2 para condução contínua.

Em regime permanente o fluxo magnético no indutor, durante um período de funcionamento, se mantém constante. Desse modo, a integral da tensão v_L no

intervalo em que a chave S permanece fechada é igual a integral dessa mesma tensão durante o intervalo em que S permanece aberta; portanto:

$$\int_0^{tc} v_L dt = \int_{tc}^{T} v_L dt \tag{4.1}$$

Assim:

$$E \cdot tc = E_0 \cdot ta \tag{4.2}$$

onde:
$$ta = T - tc \tag{4.3}$$

Então:

$$\frac{E_0}{E} = \frac{tc}{ta} = \frac{tc}{T - tc} \tag{4.4}$$

Sabendo que:

$$D = \frac{tc}{T} \rightarrow \text{razão cíclica} \tag{4.5}$$

e levando a Eq. (4.5) na Eq. (4.4), obtém-se:

$$\boxed{\frac{E_0}{E} = \frac{D}{1-D}} \tag{4.6}$$

A Eq. (4.6) representa a relação de tensão de saída/tensão de entrada do conversor Buck-Boost, e ela está apresentada graficamente na Fig. 4.3.

Constata-se a partir da Fig. 4.3 que o conversor em questão pode ser abaixador (D < 0,5), ou elevador (D > 0,5). Ele é principalmente empregado em fontes chaveadas, onde a polaridade invertida na saída com relação ao terminal comum da tensão de entrada pode ser desejada. É importante salientar que o conversor Buck-Boost é naturalmente isolado. Essa característica se constitui numa das grandes vantagens desse conversor.

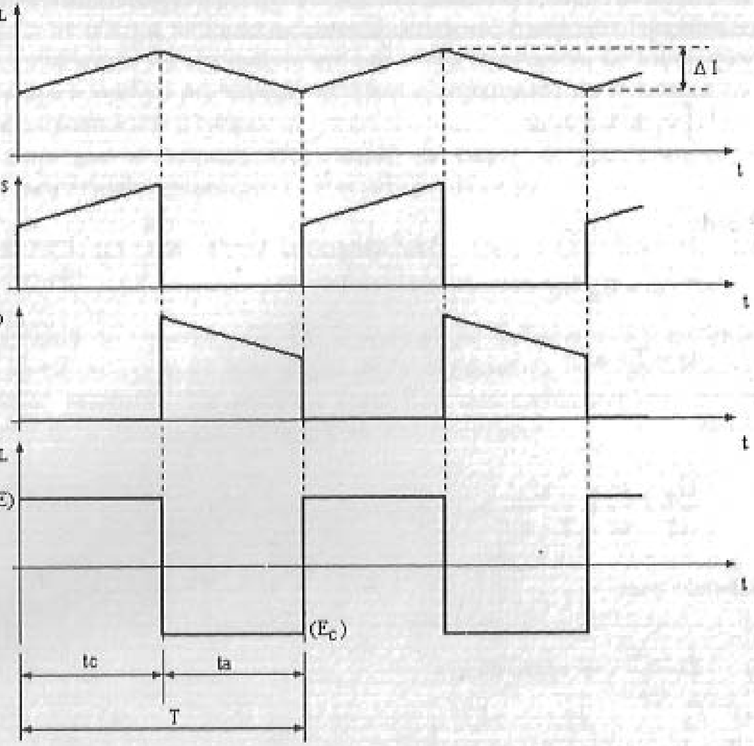

Fig. 4.2: Principais formas de onda.

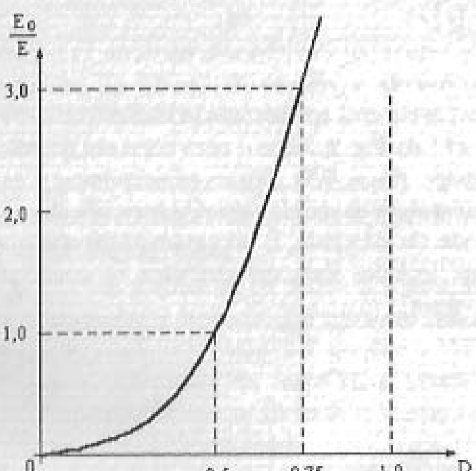

Fig. 4.3: Característica de transferência do conversor à acumulação indutiva.

4.2.3. OPERAÇÃO NO MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUA

No conversor Buck-Boost tanto a corrente de entrada como a corrente de saída são descontínuas; contudo, a corrente no indutor L pode ser contínua ou descontínua. Neste item será estudado o comportamento do conversor, para a situação em que a corrente no indutor L seja contínua.

Seja o circuito apresentado na Fig. 4.4, onde a carga é representada pelo capacitor C em paralelo com o resistor R_o. As principais formas de onda estão mostradas na Fig. 4.5. Assim, admitindo que a corrente no indutor L cresce linearmente durante o tempo tc, tem-se:

$$\Delta I = \frac{E}{L} \cdot tc = \frac{V_o}{L} \cdot (T - tc) \tag{4.7}$$

Assim:

$$\frac{V_o}{E} = \frac{D}{1-D} \tag{4.8}$$

onde $\Delta I = I_M - I_m$ representa a ondulação da corrente no indutor L.

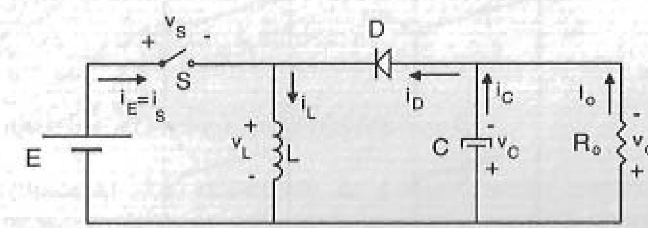

Fig. 4.4: Conversor Buck-Boost com carga RC.

Admitindo um rendimento de 100%, então:

$$E \cdot I_{Emd} = V_o \cdot I_o \tag{4.9}$$

Substituindo a Eq. (4.8) na Eq. (4.9), determina-se a relação entre as correntes médias de entrada e saída, ou seja:

$$E \cdot I_{Emd} = E \cdot \frac{D}{(1-D)} \cdot I_o \tag{4.10}$$

$$\frac{I_{Emd}}{I_o} = \frac{D}{1-D} \tag{4.11}$$

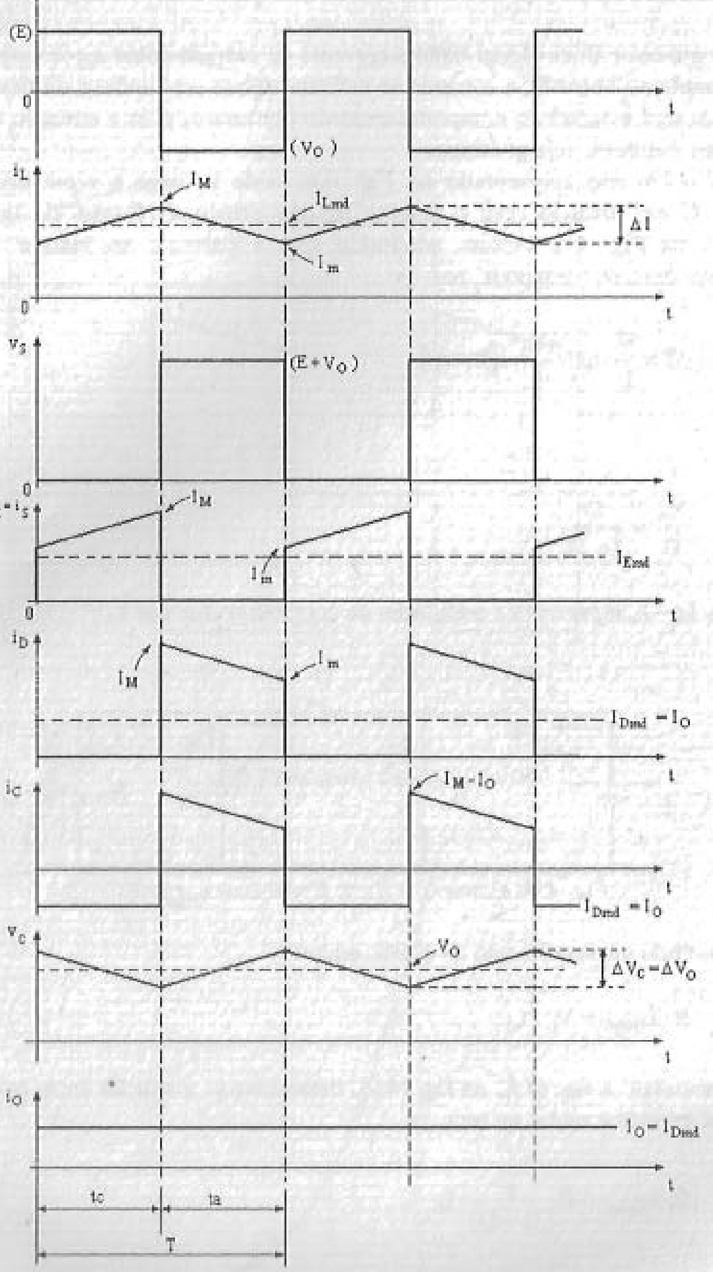

Fig. 4.5: Principais formas de onda do Conversor Buck-Boost operando no modo de condução contínua.

A partir da Eq. (4.8) conclui-se que para o modo de condução contínua a tensão média na carga depende apenas da tensão da fonte de alimentação E e da razão cíclica D. Portanto, as variações na tensão de entrada podem ser compensadas agindo-se na razão cíclica D, de forma a manter a tensão média na carga constante. A Eq. (4.8) pode ser rescrita em função de E e V_o; ou seja:

$$D = \frac{V_o}{E + V_o} \tag{4.12}$$

Observa-se, portanto, que se a tensão média na carga for mantida constante, a razão cíclica máxima D_{max} será obtida quando a tensão de alimentação E atingir seu valor mínimo e vice-versa.

A corrente média fornecida pelo indutor L à carga, é a própria corrente média que passa pelo diodo D, isto é:

$$I_o = I_{Dmd} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T i_D(t)dt \tag{4.13}$$

Logo:

$$I_o = I_{Dmd} = (I_M + I_m) \cdot \frac{(1-D)}{2} \tag{4.14}$$

a) DETERMINAÇÃO DOS VALORES DE I_M e I_m

A determinação dos valores de I_M e I_m é muito importante para o dimensionamento da chave de potência S, pois essas correntes circulam por essa chave.

Através da Eq. (4.7) obtém-se:

$$E = \frac{L}{t_C} \cdot \Delta I \tag{4.15}$$

onde:
$$\left.\begin{aligned} \Delta I &= I_M - I_m \\ tc &= D \cdot T \end{aligned}\right\} \tag{4.16}$$

Desse modo tem-se:

$$E = \frac{L}{D \cdot T} \cdot (I_M - I_m) \tag{4.17}$$

Com as Eqs. (4.17) e (4.14) é possível determinar-se I_M e I_m, cujos valores são dados a seguir:

$$I_M = \frac{I_o}{(1-D)} + \frac{D \cdot E}{2 \cdot L \cdot f} \tag{4.18}$$

$$I_m = \frac{I_o}{(1-D)} - \frac{D \cdot E}{2 \cdot L \cdot f} \tag{4.19}$$

A partir da Fig. 4.5 verifica-se que a tensão máxima na chave S é dada por:

$$V_{Smax} = E_{max} + V_o \tag{4.20}$$

b) DETERMINAÇÃO DA ONDULAÇÃO DE CORRENTE ΔI E DA ONDULAÇÃO DE TENSÃO ΔV_O NA SAÍDA DO CONVERSOR.

A ondulação de corrente pode ser determinada através da Eq. (4.15), onde tc é substituído por D.T. Assim:

$$\Delta I = \frac{E \cdot D \cdot T}{L} \tag{4.21}$$

ou ainda:

$$\Delta I = \frac{D \cdot E}{f \cdot L} \tag{4.22}$$

Em geral, o valor de ΔI é fornecido e, a partir dele, calcula-se o valor do indutor L, de forma que a ondulação máxima de corrente, especificada no projeto, seja respeitada em toda a faixa de operação do conversor. Desse modo:

$$L = \frac{D \cdot E}{f \cdot \Delta I_{max}} \tag{4.23}$$

Durante o tempo de condução da chave S, o capacitor C fornece energia para a carga. A corrente média de descarga durante o tempo tc é a própria corrente média na carga (Veja Fig. 4.5). Portanto, a ondulação de tensão no capacitor pode ser calculada da seguinte maneira:

$$\Delta V_C = \Delta V_o = \frac{1}{C} \cdot \int_0^{tc} I_o \cdot dt = \frac{1}{C} \cdot I_o \cdot tc \tag{4.24}$$

Levando a expressão (4.16) em (4.24), obtém-se:

$$\Delta V_C = \Delta V_o = \frac{D \cdot I_o}{f \cdot C} = \frac{D \cdot V_o}{f \cdot R_o \cdot C} \tag{4.25}$$

Para as situações em que ΔV_o é especificado, calcula-se o valor do capacitor a partir da Eq. (4.26), isto é:

$$C = \frac{D \cdot I_o}{f \cdot \Delta V_C} = \frac{D \cdot V_o}{f \cdot R_o \cdot \Delta V_C} \tag{4.26}$$

Desse modo, o filtro de saída do conversor Buck-Boost fica definido.

4.2.4. OPERAÇÃO NO MODO DE CONDUÇÃO DESCONTÍNUA

A Fig. 4.6 mostra as principais formas de onda para o modo de condução descontínua, cujo circuito de potência é o mesmo apresentado na Fig. 4.4.

A energia armazenada no indutor L durante o tempo de condução da chave S é dada pela expressão (4.27):

$$E_{nergia} = \frac{1}{2} L \cdot I_M^2 \tag{4.27}$$

Essa mesma energia é transferida para o estágio de saída de forma a suprir a carga. Considerando que essa transferência de energia se processa sem perdas, então:

$$E_{nergia} = \frac{P_o}{f} = \frac{1}{2} L \cdot I_M^2 \tag{4.28}$$

onde: $P_o = V_o \cdot I_o \rightarrow$ Potência de saída.

$f \rightarrow$ freqüência de chaveamento

Através da Eq. (4.28) obtém-se:

$$I_M^2 = \frac{2 \cdot P_o}{f \cdot L} \tag{4.29}$$

sendo que: $I_M = \frac{E}{L} \cdot tc$ (4.30)

onde tc = DT. Desse modo:

$$I_M = \frac{E}{L} \cdot D \cdot T = \frac{D \cdot E}{f \cdot L} \qquad (4.31)$$

Substituindo a Eq. (4.31) em (4.29), tem-se:

$$\left(\frac{D \cdot E}{f \cdot L}\right)^2 = \frac{2 \cdot P_o}{f \cdot L} \qquad (4.32)$$

$$P_o = \frac{(V_o)^2}{R_o} \qquad (4.33)$$

Assim:

$$\left(\frac{D \cdot E}{f \cdot L}\right)^2 = \frac{2 \cdot (V_o)^2}{f \cdot L \cdot R_o} \qquad (4.34)$$

A partir da Eq. (4.34) obtém-se a relação entre as tensões de entrada e saída, dada abaixo:

$$\frac{V_o}{E} = D \cdot \sqrt{\frac{R_o}{2 \cdot f \cdot L}} \qquad (4.35)$$

Portanto, no modo de condução descontínua a relação (V_o / E), depende não só da razão cíclica D mas também da resistência de carga R_o. Essa característica se constitui em uma desvantagem do modo de operação em condução descontínua, tendo em vista que para manter a tensão média na carga V_o constante, o circuito de controle deve variar a razão cíclica D de maneira a compensar não só as variações na tensão da fonte de alimentação E, como também as variações na corrente média de carga I_o, devido as mudanças na resistência de carga R_o.

* DETERMINAÇÃO DA ONDULAÇÃO DE CORRENTE ΔI E DA ONDULAÇÃO DE TENSÃO ΔVc.

No modo de condução descontínua a ondulação de corrente ΔI se confunde com o valor de I_M. Assim, a partir da Eq. (4.31), tem-se:

$$\Delta I = \frac{D \cdot E}{f \cdot L} \qquad (4.36)$$

Para uma dada potência máxima de carga, a situação mais crítica ocorre quando a razão cíclica for máxima D_{max}, com a menor tensão da fonte de alimentação E_{min}. Desse modo:

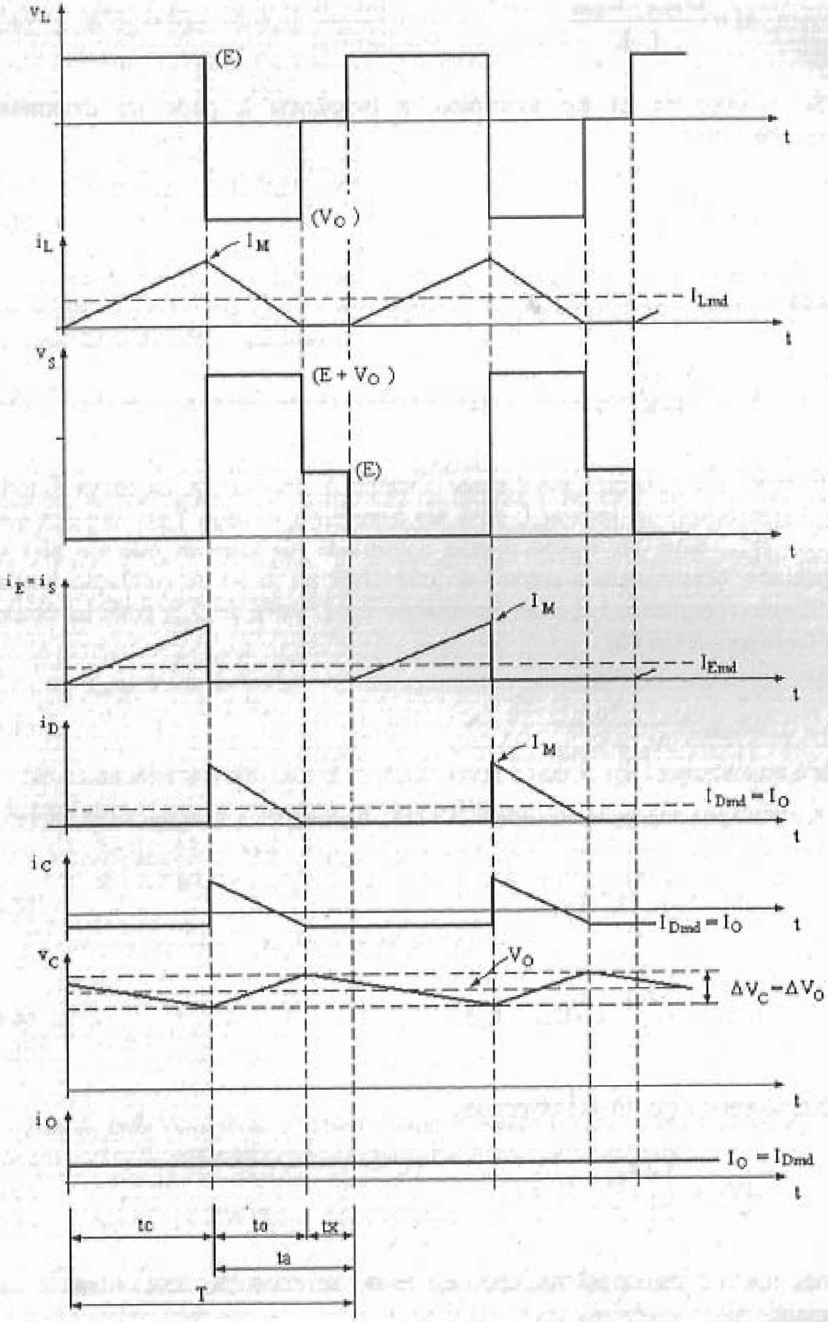

Fig. 4.6: Principais formas de onda para operação em condução descontínua.

$$\Delta I = \frac{D_{max} \cdot E_{min}}{f \cdot L} \tag{4.37}$$

Se o valor de ΔI for conhecido, a indutância **L** pode ser determinada diretamente, isto é:

$$L = \frac{D \cdot E}{f \cdot \Delta I} \tag{4.38}$$

ou ainda:

$$L = \frac{(D \cdot E)^2}{2 \cdot f \cdot P_o} \tag{4.39}$$

É importante salientar que durante o tempo de abertura ta, da chave S, toda a energia armazenada no indutor L deve ser transferida à carga. Isso significa que o valor de D_{max} deve ser rigorosamente controlado de maneira que ele não seja ultrapassado, ocasionando a entrada do conversor no modo de condução contínua modificando completamente o seu funcionamento. O valor de D_{max} pode ser obtido a partir da expressão (4.40):

$$D_{max} = \frac{V_o}{V_o + E_{min}} \tag{4.40}$$

A ondulação de tensão no capacitor é calculada através da equação seguinte:

$$\Delta V_C = \frac{1}{C} \cdot \int_0^{t_o} i_C(t)dt \tag{4.41}$$

onde: $$i_C(t) = -\frac{I_M}{t_o} \cdot t + (I_M - I_o) \tag{4.42}$$

Resolvendo a Eq. (4.41) obtém-se:

$$\Delta V_C = \frac{1}{C}\left(\frac{I_M}{2} - I_o\right) \cdot t_o \tag{4.43}$$

Mantendo o conversor operando no modo de condução descontínua o valor máximo de ΔV_C ocorre quando t_o = ta. Logo:

$$\Delta V_C = (I_M - 2 \cdot I_o) \cdot \frac{(1-D)}{2 \cdot f \cdot C} \tag{4.44}$$

ou ainda:

$$C = (I_M - 2 \cdot I_o) \cdot \frac{(1-D)}{2 \cdot f \cdot \Delta V_C} \tag{4.45}$$

Em geral, devido ao alto valor de ΔI, a ondulação de tensão resultante é de valor muito elevado, implicando no emprego de capacitores com baixa resistência série equivalente e alta capacitância.

4.2.5. OPERAÇÃO NO MODO DE CONDUÇÃO CRÍTICA

A Fig. 4.7. apresenta as principais formas de onda para condução crítica. Por definição, na condução crítica a corrente no indutor L se anula no exato instante em que a chave S é recolocada em condução. Desse modo, o limite da descontinuidade ocorre para $I_m = 0$. Portanto, a partir da Eq. (4.19) é possível determinar a indutância para a qual a condução é crítica, isto é:

$$L_{CR} = \frac{D \cdot E \cdot (1-D)}{2 \cdot f \cdot I_o} \tag{4.46}$$

No modo de condução crítica a relação entre a tensão média na carga e a tensão de alimentação E é dada pela seguinte expressão:

$$\frac{V_o}{E} = \frac{D}{1-D} \tag{4.47}$$

Levando a Eq. (4.47) em (4.46) obtém-se:

$$L_{CR} = \frac{V_o \cdot (1-D)^2}{2 \cdot f \cdot I_o} \tag{4.48}$$

Assim, para uma dada corrente média de saída e razão cíclica D a Eq. (4.48) fornece o valor de indutância para a qual a condução se torna crítica.

4.2.6. CARACTERÍSTICA DE CARGA

Sejam as formas de onda para condução descontínua no indutor, apresentadas na Fig. 4.6. Pela igualdade das variações de fluxo obtém-se a seguinte relação:

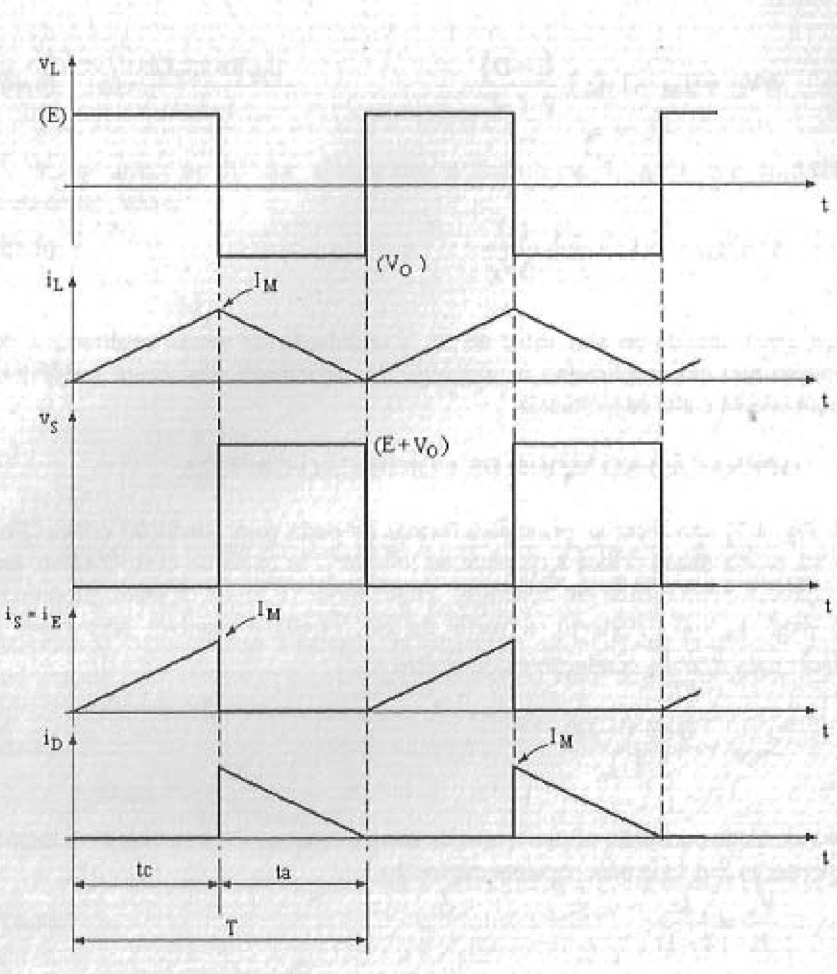

Fig. 4.7: Principais formas de onda para operação em condução crítica.

$$\Delta\phi_E = \Delta\phi_o \tag{4.49}$$

onde:

$$\left.\begin{aligned} \Delta\phi_E &= E \cdot tc \\ \Delta\phi_o &= V_o \cdot t_o \end{aligned}\right\} \tag{4.50}$$

Desse modo:

$$E \cdot tc = V_o \cdot t_o \tag{4.51}$$

ou ainda:

$$\frac{V_o}{E} = \frac{tc}{t_o} = a \tag{4.52}$$

A corrente média na carga, a partir da Fig. 4.6, é representada pela expressão (4.53).

$$I_o = \frac{I_M \cdot t_o}{2 \cdot T} \tag{4.53}$$

onde:

$$I_M = \frac{V_o}{L} \cdot t_o \tag{4.54}$$

logo:

$$t_o = \frac{I_M \cdot L}{V_o} \tag{4.55}$$

Assim:

$$I_o = \frac{I_M}{2 \cdot T} \cdot \frac{I_M \cdot L}{V_o} \tag{4.56}$$

Contudo, a corrente máxima I_M também pode ser expressa através da seguinte equação:

$$I_M = \frac{E}{L} \cdot tc \tag{4.57}$$

Então:

$$I_o = \frac{E^2 \cdot tc^2}{L} \cdot \frac{L}{2 \cdot T \cdot V_o} = \frac{T \cdot E^2}{2 \cdot L \cdot V_o} \cdot \left(\frac{tc}{T}\right)^2 \tag{4.58}$$

Dividindo a Eq. (4.58) por V_o, tem-se:

$$\frac{I_o}{V_o} = \frac{T}{2 \cdot L} \cdot \left(\frac{E}{V_o}\right)^2 \cdot \left(\frac{tc}{T}\right)^2 \tag{4.59}$$

sabendo que:

$$a = \frac{V_o}{E} \quad \text{e} \quad D = \frac{tc}{T} \tag{4.60}$$

e como $$R_o = \frac{V_o}{I_o} \tag{4.61}$$

obtém-se:

$$\frac{1}{R_o} = \frac{T}{2 \cdot L} \cdot \frac{D^2}{a^2} \tag{4.62}$$

portanto,

$$a^2 = \frac{R_o \cdot T}{2 \cdot L} \cdot D^2 \tag{4.63}$$

ou ainda:

$$a = \sqrt{\frac{R_o \cdot T}{2 \cdot L}} \cdot D \tag{4.64}$$

A Eq. (4.64) só é válida durante o modo de condução descontínua, ou seja: $t_0 < ta$. No modo de condução contínua é válida a seguinte expressão:

$$a = \frac{D}{1 - D} = \frac{V_o}{E} \tag{4.65}$$

Portanto, o limite da descontinuidade da corrente no indutor ocorre quando as Eqs. (4.65) e (4.64) se igualarem, ou seja:

$$a = \frac{D}{1 - D} = \sqrt{\frac{R_o \cdot T}{2 \cdot L}} \cdot D \tag{4.66}$$

Por outro lado: $$D = \frac{a}{1 + a} \tag{4.67}$$

Dessa forma:

$$\boxed{a = \sqrt{\frac{R_o \cdot T}{2 \cdot L}} - 1} \tag{4.68}$$

Com as expressões (4.64), (4.65) e (4.68) são traçadas as curvas representadas na Fig. 4.8.

Verifica-se que na região de condução contínua (A), o valor de "a" não depende da carga, ou seja; de $\overline{R}_o$. Já na região de condução descontínua (B), a tensão de saída, para uma dada tensão de entrada mantida constante, aumenta na medida em que $\overline{R}_o$ aumenta. O valor de $\overline{R}_o$ é definido através da Eq. (4.69):

$$\overline{R}_o = \sqrt{\frac{R_o \cdot T}{2 \cdot L}} \tag{4.69}$$

4.2.7. CONTROLE DO CONVERSOR BUCK-BOOST EMPREGANDO MODULAÇÃO PWM

Uma imagem da tensão de saída $[V_o \cdot R_1 / (R_1 + R_2)]$ é somada com uma tensão de referência (V_{ref}) no interior do amplificador de erro, gerando um sinal (V_{erro}), que é enviado ao comparador PWM. No interior do bloco comparador PWM o sinal V_{erro} é comparado com uma tensão dente de serra (V_{serra}), definindo os instantes de condução e bloqueio da chave S. A Fig. 4.9 representa, de forma simplificada, o controle do conversor Buck-Boost empregando modulação PWM.

4.3. CONVERSOR CC-CC À ACUMULAÇÃO CAPACITIVA (CONVERSOR CÚK)

4.3.1. INTRODUÇÃO

O conversor CC-CC a acumulação capacitiva tem a propriedade de realizar a transferência de energia entre duas fontes CC de corrente. Na literatura ele é mais conhecido como Conversor Cúk, devido ao seu inventor [8]. O conversor Cúk pode ser encarado como sendo a associação de um conversor Boost com um conversor Buck; pois ele apresenta uma entrada com características de fonte de corrente, enviando energia a um capacitor (característica de fonte de tensão), e em seguida tem-se o capacitor (entrada fonte de tensão), transferindo energia para uma carga com característica de fonte de corrente. Portanto, o conversor Cúk é na realidade um conversor Boost-Buck, dual do conversor Buck-Boost.

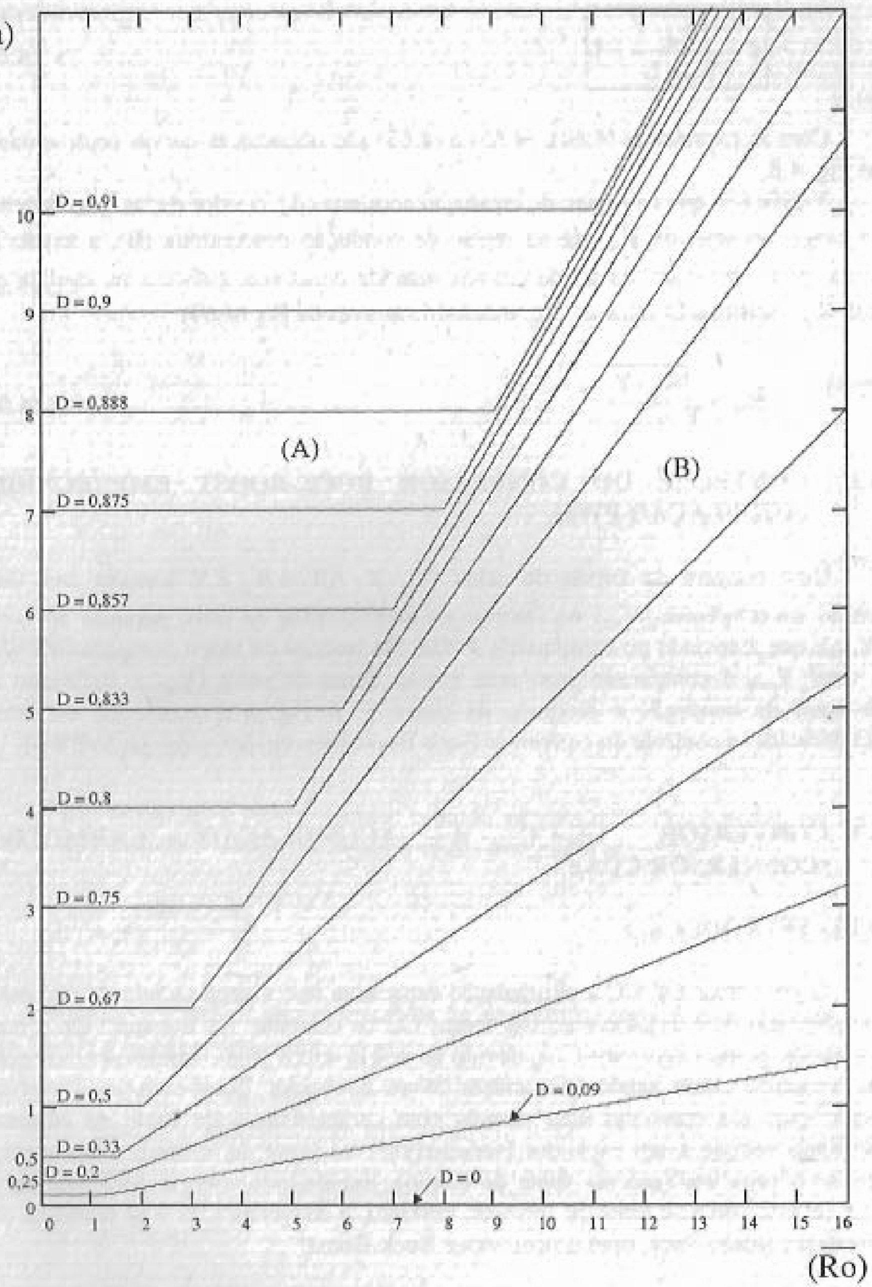

Fig. 4.8 - Características externas do conversor CC-CC a acumulação indutiva (e capacitiva).

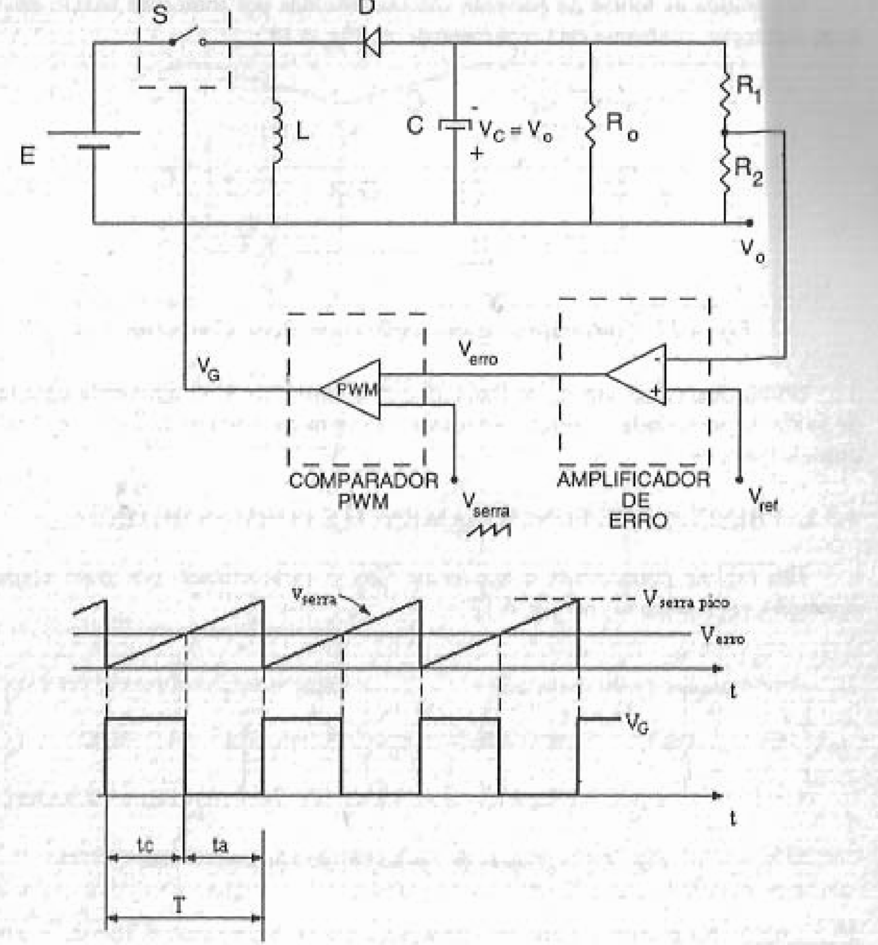

Fig. 4.9: Controle do conversor Buck-Boost com modulação PWM.

A estrutura do conversor CC-CC a acumulação capacitiva está representada na Fig. 4.10.

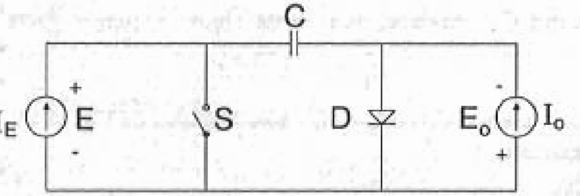

Fig. 4.10: Conversor a acumulação capacitiva (Conversor Cúk).

Na prática as fontes de corrente são constituídas por fontes de tensão em série com indutores, conforme está representado na Fig. 4.11.

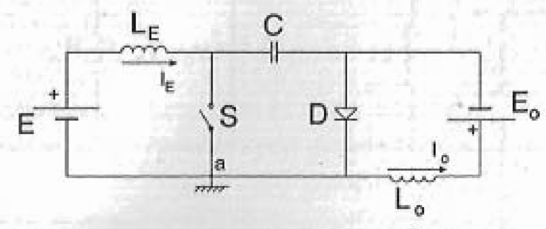

Fig. 4.11: Conversor a acumulação capacitiva (Conversor Cúk).

Similarmente ao conversor Buck-Boost, o conversor Cúk apresenta uma tensão de saída de polaridade invertida em relação ao terminal comum da fonte de tensão de entrada (nó a).

4.3.2. PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO E FORMAS DE ONDA

Em regime permanente o conversor Cúk é caracterizado por duas etapas de operação, representadas na Fig. 4.12.

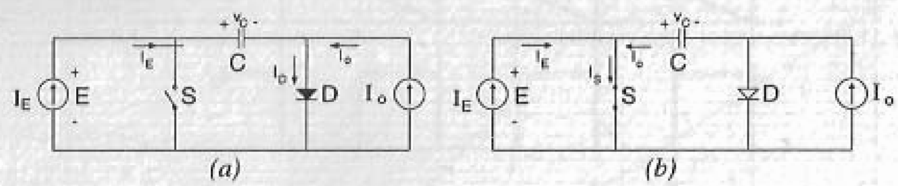

Fig. 4.12: Etapas de operação do conversor Cúk.

<u>1ª ETAPA</u>: Na primeira etapa de operação a chave S permanece aberta. A energia proveniente da fonte de corrente de entrada I_E é acumulada no capacitor C, através do diodo D, que também conduz a corrente de carga I_o (Fig. 4.12.a).

<u>2ª ETAPA</u>: Na segunda etapa de operação a chave S é mantida fechada; o diodo D é polarizado inversamente e permanece bloqueado. A energia acumulada, durante a 1ª etapa, no capacitor C é enviada, através da chave S, para a fonte de corrente I_o (Fig. 4.12.b).

As principais formas de onda estão apresentadas na Fig. 4.13, para a condição de regime permanente.

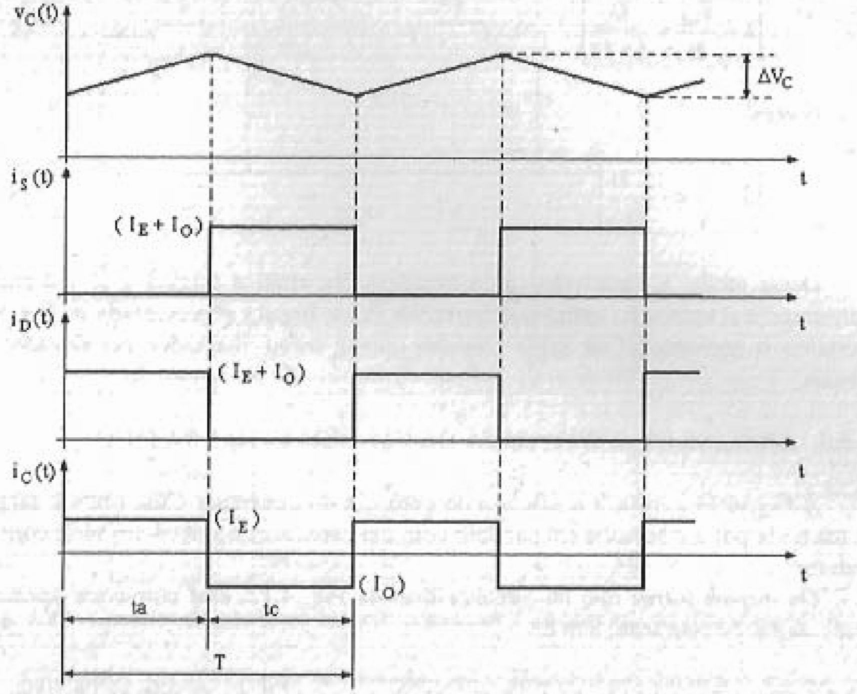

Fig. 4.13: Principais formas de onda do conversor Cúk.

∗ CARACTERÍSTICAS DE TRANSFERÊNCIA ESTÁTICA

Em regime permanente a quantidade de carga entregue ao capacitor na 1ª etapa, é igual a quantidade de carga devolvida pelo capacitor na 2ª etapa. Assim, a seguinte relação é verdadeira:

$$I_E \cdot ta = I_o \cdot t_C \tag{4.70}$$

ou ainda:

$$\boxed{b = \frac{I_o}{I_E} = \frac{ta}{tc} = \frac{T - tc}{tc} = \frac{1 - D}{D}} \tag{4.71}$$

Para que a potência seja preservada tem-se

$$P_E = P_o \quad \Rightarrow \quad E \cdot I_E = E_o \cdot I_o \quad \text{(Fig. 4.11)}$$

Logo, a relação entre tensões é dada por:

$$\boxed{a = \frac{E_O}{E} = \frac{D}{1-D}} \qquad (4.72)$$

Portanto:

$$\boxed{b = \frac{1}{a} = \frac{1-D}{D}} \qquad (4.73)$$

Desse modo, a característica de transferência estática é igual à obtida para o conversor à acumulação indutiva (Conversor Buck-Boost), representada na Fig. 4.3. Portanto o conversor Cúk pode também operar como abaixador ou elevador de tensão.

4.3.3. ANÁLISE QUANTITATIVA DE UM CIRCUITO PRÁTICO

A Fig. 4.14.a mostra o circuito de potência do conversor Cúk, onde a carga é constituída por um resistor em paralelo com um capacitor, e ambos em série com um indutor.

Da mesma forma que no circuito ideal da Fig. 4.12, este conversor apresenta duas etapas de operação, isto é:

1ª ETAPA (Fig. 4.14.b): A chave S está aberta ⇒ o diodo D está conduzindo. As correntes i_{LE} e i_o circulam pelo diodo D. Durante esta etapa o capacitor C é carregado pela energia proveniente da fonte de entrada E e da indutância L_E. A corrente i_{LE} decresce devido à tensão V_C ser maior que E. A energia armazenada em L_o é transferida para a carga; portanto, a corrente i_o também decresce.

2ª ETAPA (Fig. 4.14. c): Durante esta etapa a chave S permanece fechada e o diodo D bloqueado. As correntes i_{LE} e i_o circulam agora pela chave S. O capacitor C se descarrega, transferindo sua energia para a carga e para a indutância L_o. Neste caso a corrente i_o cresce. A fonte de entrada E alimenta o indutor L_E causando o crescimento da corrente i_{LE} .

As principais formas de onda em regime permanente são apresentadas na Fig. 4.15. A tensão média nos indutores durante um período de funcionamento é nula.

a) DETERMINAÇÃO DAS ONDULAÇÕES DE CORRENTE

a.1) CÁLCULO DE ΔI_E (ONDULAÇÃO DA CORRENTE DE ENTRADA)

A ondulação da corrente de entrada é a própria ondulação de corrente no indutor L_E.

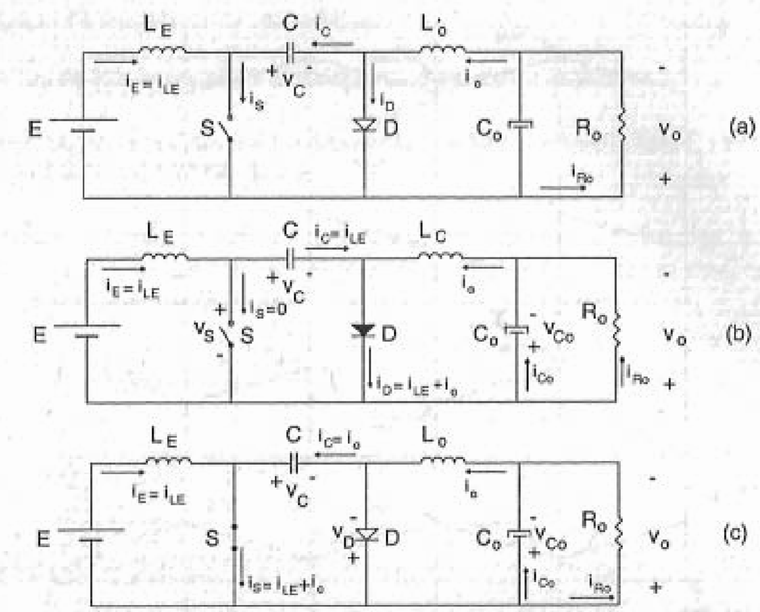

Fig. 4.14: Circuito de potência real do conversor Cúk (Etapas de funcionamento).

Admitindo que a corrente de entrada cresce linearmente durante o espaço de tempo em que a chave S permanece fechada, tem-se:

$$E = L_E \cdot \frac{\Delta I_E}{\Delta t} \qquad (4.74)$$

onde: $\Delta I_E = I_{E_M} - I_{E_m}$ (4.75)

$\Delta t = tc \rightarrow$ tempo de condução da chave S (4.76)

Logo:

$$\Delta I_E = \frac{E \cdot tc}{L_E} \qquad (4.77)$$

Sabendo que: $\frac{tc}{T} = D \Rightarrow tc = D \cdot T = \frac{D}{f}$ (4.78)

tem-se:

$$\boxed{\Delta I_E = \frac{E \cdot D}{f \cdot L_E}} \qquad (4.79)$$

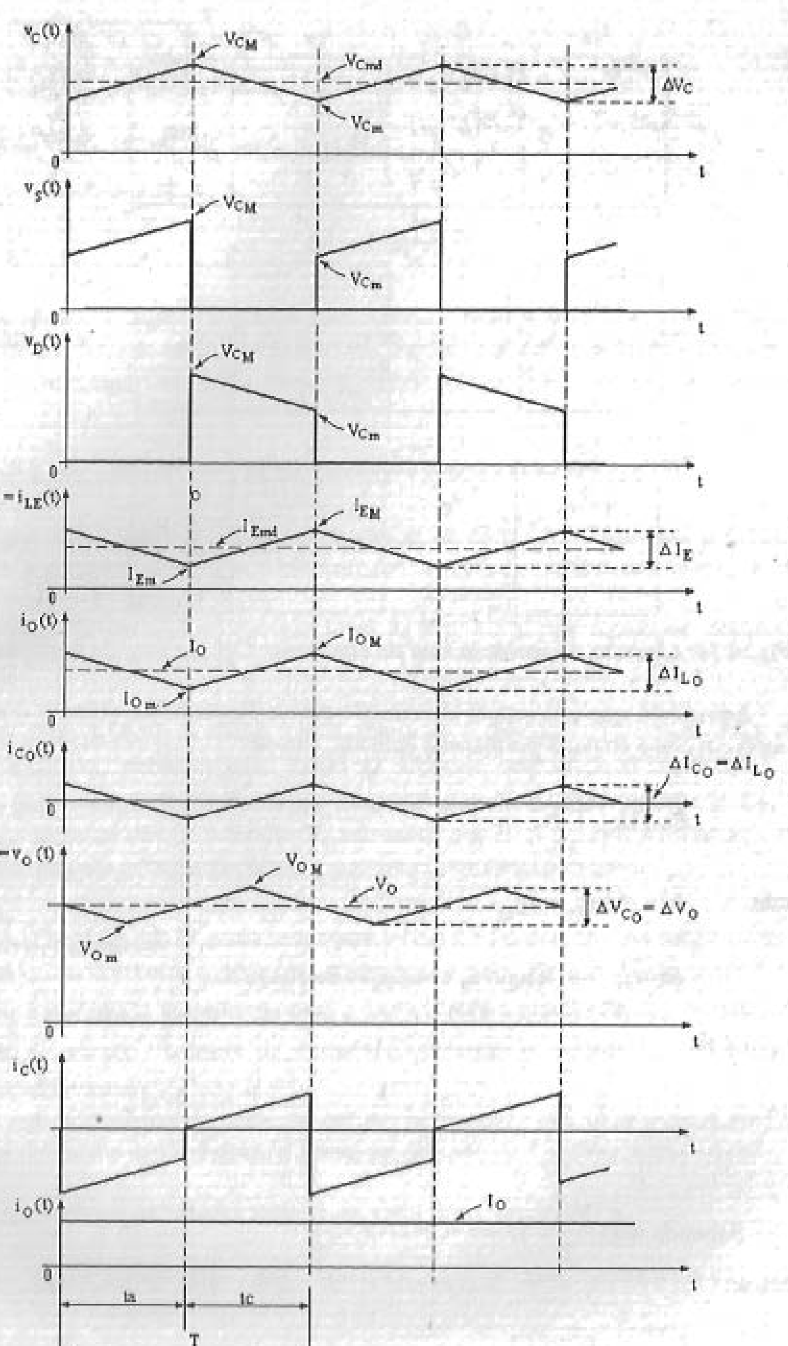

Fig. 4.15: Principais formas de onda para regime permanente.

Sendo f a freqüência de chaveamento.

A Eq. (4.79) representa a ondulação da corrente de entrada.

✶ RELAÇÃO ENTRE A TENSÃO MÉDIA NO CAPACITOR C (Vcmd) E A TENSÃO DE ENTRADA E.

Durante o tempo de abertura ta da chave S o capacitor C se carrega. A corrente de entrada i_E cai linearmente, em virtude da tensão média no capacitor C ser maior que a tensão de entrada E. Assim:

$$E - V_{Cmd} = -L_E \cdot \frac{\Delta I_E}{ta} \tag{4.80}$$

ou

$$\Delta I_E = \frac{-(E - V_{Cmd}) \cdot ta}{L_E} \tag{4.81}$$

Igualando as Eqs. (4.77) e (4.81) obtém-se:

$$E \cdot tc = (V_{Cmd} - E) \cdot ta \tag{4.82}$$

Sabendo que $ta = (1-D) \cdot T$, e substituindo a Eq. (4.78) em (4.82), obtém-se a relação entre a tensão média no capacitor C e a tensão de entrada E, apresentada a seguir:

$$\boxed{V_{Cmd} = \frac{E}{1-D}} \tag{4.83}$$

a.2) CÁLCULO DE ΔI_{Lo} (ONDULAÇÃO DA CORRENTE NO INDUTOR Lo).

Durante o tempo de condução do diodo D a corrente I_{Lo} decresce linearmente; desse modo:

$$V_o = -L_o \cdot \frac{\Delta I_{Lo}}{ta} \tag{4.84}$$

onde:

$$ta = (1-D) \cdot T$$

Assim:

$$\Delta I_{Lo} = \frac{-V_o \cdot (1-D)}{f \cdot L_o} \quad (4.85)$$

A interpretação física do sinal negativo apresentado na Eq. (4.85), significa que o sentido da corrente que circula pelo indutor L_o, está invertido em relação a polaridade da tensão aplicada nos terminais do indutor.

∗ RELAÇÃO ENTRE A TENSÃO MÉDIA NA CARGA (V_o) E A TENSÃO DE ENTRADA E.

Durante o tempo tc a corrente i_o cresce linearmente, conforme mostra a Fig. 4.15. Assim:

$$V_{Cmd} - V_o = -L_o \cdot \frac{\Delta I_{Lo}}{tc} \quad (4.86)$$

Obtendo-se ΔI_{Lo} através da Eq. (4.84), e igualando-o a Eq. (4.86), tem-se:

$$\Delta I_{Lo} = -\frac{(V_{Cmd} - V_o) \cdot tc}{L_o} = -\frac{V_o}{L_o} \cdot ta \quad (4.87)$$

onde:

$$tc = D \cdot T \;\; \text{e} \;\; ta = (1-D) \cdot T \quad (4.88)$$

Desse modo:

$$-\frac{(V_{Cmd} - V_o) \cdot D \cdot T}{L_o} = -\frac{V_o (1-D) \cdot T}{L_o} \quad (4.89)$$

Então:

$$\boxed{V_{Cmd} = \frac{V_o}{D}} \quad (4.90)$$

A Eq. (4.90) mostra a relação entre a tensão média no capacitor C e a tensão média na carga.

A relação entre a tensão média na carga (V_o) e a tensão de entrada E é obtida substituindo-se a Eq. (4.83) em (4.90), ou seja:

$$\boxed{V_o = \frac{D}{(1-D)} \cdot E} \quad (4.91)$$

Levando o valor de V_o, obtido na Eq. (4.91), na Eq. (4.85), determina-se a ondulação de corrente no indutor de filtragem L_o. Assim:

$$\boxed{\Delta I_{Lo} = \frac{E \cdot D}{f \cdot L_o}} \quad (4.92)$$

Conforme pode ser observado o conversor Cúk é baseado na transferência de energia armazenada no capacitor C. Portanto, a corrente de entrada deverá ser sempre contínua. Quando a chave S está fechada as correntes provenientes das indutâncias L_E e L_o circulam pela mesma provocando picos elevados de corrente.

b) DETERMINAÇÃO DAS ONDULAÇÕES DE TENSÃO

b.1) CÁLCULO DE ΔV_C (ONDULAÇÃO DE TENSÃO NO CAPACITOR C)

Durante o tempo t_a, a chave S está aberta e o capacitor C se carrega através da corrente de entrada i_E. A corrente média de carga do capacitor C será I_{Emd}; assim a ondulação de tensão é dada por:

$$\Delta V_C = \frac{1}{C}\int_0^{t_a} I_{Emd} \cdot dt = \frac{I_{Emd} \cdot t_a}{C} \quad (4.93)$$

A partir da Eq. (4.88), tem-se:

$$\boxed{\Delta V_C = \frac{I_{Emd} \cdot (1-D)}{f \cdot C}} \quad (4.94)$$

A Eq. (4.94) representa a ondulação de tensão no capacitor C.

b.2) CÁLCULO DE ΔV_o (ONDULAÇÃO DE TENSÃO NA CARGA)

A ondulação de tensão na carga é a própria ondulação de tensão no capacitor C_o. Para o estudo deste item será admitido que toda a componente alternada da corrente i_o circula pelo capacitor C_o. Assim: $\Delta I_{Co} = \Delta I_{Lo}$.

Conforme estudos já realizados em capítulos anteriores a ondulação de tensão no capacitor C_o de saída é máxima quando $D = 0{,}5 \Rightarrow tc = T/2$. Desse modo a corrente $i_{Co}(t)$ adquire a forma representada na Fig. 4.16.

A ondulação de tensão ΔV_o no capacitor C_o se dá durante o tempo T/2, assinalado na Fig. 4.16. Logo:

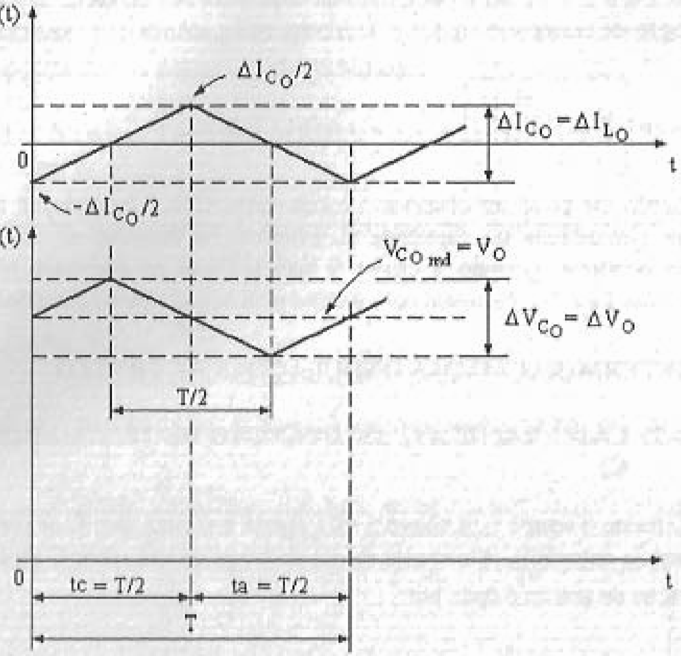

Fig. 4.16: Detalhe da ondulação de tensão ΔV_o e da ondulação de corrente ΔI_{Lo}.

$$\Delta V_o = \Delta V_{Co} = \frac{1}{C_o}\left[\int_0^{T/4} \frac{\Delta I_{Co}}{2}\cdot\frac{4}{T}\cdot t\cdot dt + \int_0^{T/4}\left(\frac{\Delta I_{Co}}{2} - \frac{\Delta I_{Co}}{2}\cdot\frac{4}{T}\cdot t\right)\cdot dt\right] \quad (4.95)$$

ou ainda:

$$\Delta V_o = \frac{\Delta I_{Co}}{8\cdot f\cdot C_o} \quad (4.96)$$

A partir da Eq. (4.92), tem-se:

$$\Delta I_{Lo} = \Delta I_{Co} = \frac{E\cdot D}{f\cdot L_o} \quad (4.97)$$

Então:

$$\boxed{\Delta V_o = \Delta V_{Co} = \frac{E\cdot D}{8\cdot f^2\cdot L_o\cdot C_o}} \quad (4.98)$$

A Eq. (4.98) define a ondulação de tensão na carga R_o.

4.3.4. CARACTERÍSTICA DE CARGA.

Seja uma carga do tipo representado na Fig. 4.17.

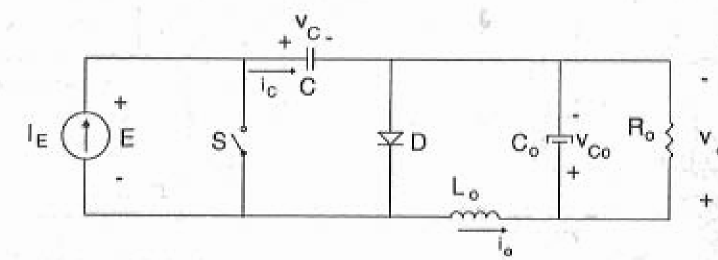

Fig. 4.17: Carga para o estudo das características externas.

Seja um tipo de operação que propicie um valor nulo da tensão v_C, como está representado na Fig. 4.18. Para esta análise considerar-se-á que o indutor L_o é suficientemente grande para evitar as ondulações da corrente i_o.

Pela igualdade das áreas (S_1) e (S_2) obtém-se a relação (4.99).

$$I_E\cdot ta = I_o\cdot t_o \quad (4.99)$$

Assim:

$$b = \frac{I_o}{I_E} = \frac{ta}{t_o} \quad (4.100)$$

A tensão média de carga, é igual a tensão média no capacitor C, calculada para o intervalo $(0,t_0)$. Desse modo:

$$V_o = V_{Cmd} = \frac{V_{CM}\cdot t_o}{2\cdot T} \quad (4.101)$$

sendo,

$$t_o = \frac{C\cdot V_{CM}}{I_o} \quad (4.102)$$

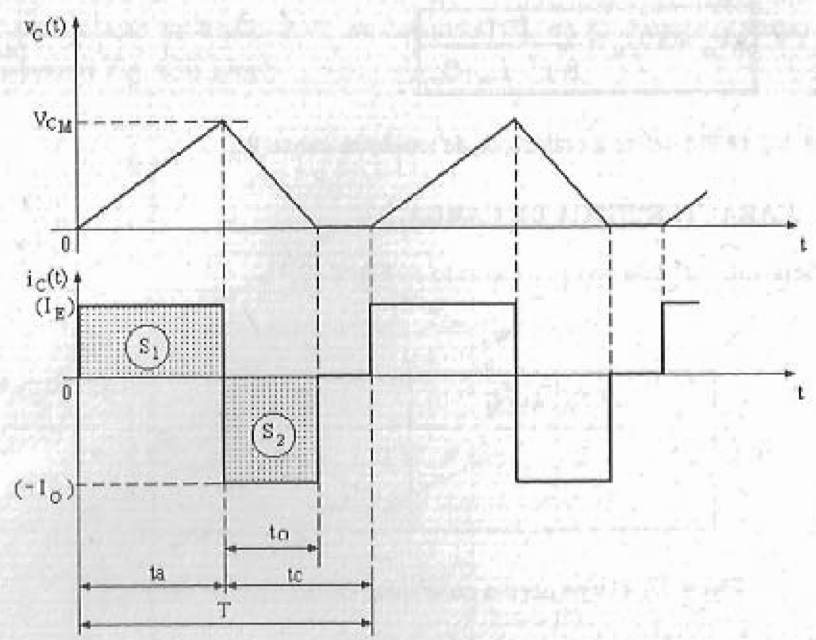

Fig. 4.18: Formas de onda para condução descontínua.

Logo:

$$V_o = \frac{V_{CM}}{2 \cdot T} \cdot \frac{C \cdot V_{CM}}{I_o} \tag{4.103}$$

Como:

$$V_{CM} = \frac{I_E}{C} \cdot ta \tag{4.104}$$

obtém-se:

$$V_o = \frac{C \cdot (V_{CM})^2}{2 \cdot T \cdot I_o} = \frac{C}{2T} \cdot \frac{I_E^2 \cdot ta^2}{C^2 \cdot I_o} \tag{4.105}$$

ou

$$V_o = \frac{I_E^2}{I_o^2} \cdot I_o \cdot \frac{T}{2C} \cdot \frac{ta^2}{T^2} \tag{4.106}$$

Reformulando a Eq. (4.106) e aplicando a Eq. (4.88), obtém-se:

$$\frac{V_o}{I_o} = R_o = \left(\frac{I_E}{I_o}\right)^2 \cdot \frac{T}{2C} \cdot (1-D)^2 \tag{4.107}$$

ou ainda:

$$\left(\frac{I_o}{I_E}\right)^2 = \frac{T}{2 \cdot R_o \cdot C} \cdot (1-D)^2 \tag{4.108}$$

Desse modo:

$$\boxed{b = \sqrt{\frac{T}{2 \cdot R_o \cdot C}} \cdot (1-D)} \tag{4.109}$$

Para condução contínua tem-se:

$$\boxed{\frac{1}{b} = a = \frac{I_E}{I_o} = \frac{V_o}{E} = \frac{D}{1-D}} \tag{4.110}$$

Levando a Eq. (4.110) em (4.109) obtém-se:

$$\frac{D}{1-D} = \sqrt{\frac{2 \cdot R_o \cdot C}{T}} \cdot \frac{1}{(1-D)} \tag{4.111}$$

$$D = \frac{a}{1+a} = \sqrt{\frac{2 \cdot R_o \cdot C}{T}} \tag{4.112}$$

Logo:

$$a = \frac{\sqrt{\frac{2 \cdot R_o \cdot C}{T}}}{1 - \sqrt{\frac{2 \cdot R_o \cdot C}{T}}} \tag{4.113}$$

ou:

$$a = \frac{1}{b} = \frac{1}{\sqrt{\frac{T}{2 \cdot R_o \cdot C}} - 1} \qquad (4.114)$$

Portanto:

$$\boxed{b = \sqrt{\frac{T}{2 \cdot R_o \cdot C}} - 1} \qquad (4.115)$$

A Eq. (4.115) estabelece o limite de descontinuidade para o conversor à acumulação capacitiva.

Seja a expressão (4.116):

$$\alpha = 1 - D \qquad (4.116)$$

Levando a Eq. (4.116) em (4.109); tem-se:

$$b = \sqrt{\frac{T}{2 \cdot R_o \cdot C}} \cdot (1 - D) = \sqrt{\frac{T}{2 \cdot R_o \cdot C}} \cdot \alpha \qquad (4.117)$$

A expressão (4.117) é válida para a região de tensão descontínua do capacitor C. Para a região de tensão contínua é válida a Eq. (4.118).

$$b = \frac{1 - D}{D} \qquad (4.118)$$

Assim:

$$b = \frac{\alpha}{1 - \alpha} \qquad (4.119)$$

A partir das Eqs. (4.115); (4.117) e (4.119) são traçadas as curvas representadas na Fig. 4.8, obtidas por dualidade em relação ao conversor à acumulação indutiva; onde "b" é o dual de "a"; "α" o dual de "D" e $\sqrt{T/(2\tau)} = \sqrt{T/(2 \cdot R_o \cdot C)}$ o dual de $\sqrt{T/(2\tau)} = \sqrt{T \cdot R_o/(2 \cdot L)}$.

Para uma análise comparativa entre à estrutura a acumulação capacitiva e a estrutura à acumulação indutiva, é a apresentado o quadro a seguir:

	ACUMULAÇÃO CAPACITIVA	ACUMULAÇÃO INDUTIVA
CONDUÇÃO CONTÍNUA	$b = \frac{\alpha}{1-\alpha}$	$a = \frac{D}{1-D}$
CONDUÇÃO CRÍTICA	$b = \sqrt{\frac{T}{2 \cdot R_o \cdot C}} - 1$	$a = \sqrt{\frac{T \cdot R_o}{2 \cdot L}} - 1$
CONDUÇÃO DESCONTÍNUA	$b = \sqrt{\frac{T}{2 \cdot R_o \cdot C}} \cdot \alpha$	$a = \sqrt{\frac{T \cdot R_o}{2 \cdot L}} \cdot D$
DUALIDADE	$b = \frac{I_o}{I_E}$	$a = \frac{V_o}{E}$
	$\alpha = \frac{ta}{T}$	$D = \frac{tc}{T}$
	$\sqrt{\frac{T}{2 \cdot \tau}} = \sqrt{\frac{T}{2 \cdot R_o \cdot C}}$	$\sqrt{\frac{T}{2 \cdot \tau}} = \sqrt{\frac{T \cdot R_o}{2 \cdot L}}$

4.4. EXERCÍCIOS

4.4.1. EXERCÍCIOS RESOLVIDOS

1º) Seja a estrutura da Fig. 4.19, onde E = 48V e R = 10Ω. O transistor T opera com uma freqüência de 20 kHz e com razão cíclica igual a 0,4.

a) Qual o valor da indutância L que estabelece a passagem da condução descontínua para a contínua?

b) Para a indutância obtida no item a), determinar a potência transferida à carga e as correntes de pico no transistor T, no indutor L e no diodo D.

c) Seja L igual a 180 µH. Determinar as mesmas grandezas do item b), mantendo-se a razão cíclica e a potência da carga.

d) Para a razão cíclica mantida igual a 0,4, com um indutor de 50 µH, determinar a tensão média na carga, e o tempo de condução do diodo D. Comente sobre o valor de pico da corrente no indutor L.

e) Determinar o valor da freqüência de operação, necessária para garantir a continuidade da corrente no indutor do item d), para a mesma razão cíclica.

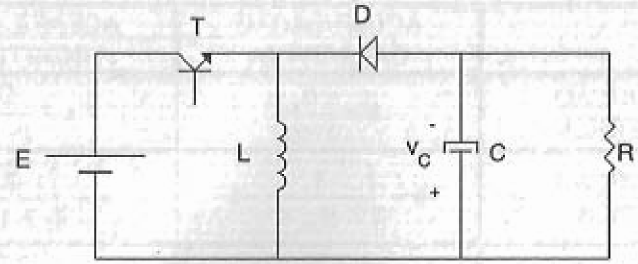

Fig. 4.19: Conversor Buck-Boost.

SOLUÇÃO

a) O conversor apresentado na Fig. 4.19 é um conversor à acumulação indutiva (conversor Buck-Boost), onde o limite da descontinuidade é definida pela relação (4.66). Assim:

$$\frac{1}{1-D}=\sqrt{\frac{R\cdot T}{2\cdot L}} \quad \text{ou} \quad \frac{2\cdot L}{T\cdot R}=(1-D)^2 \tag{4.120}$$

$$L=\frac{T\cdot R\cdot(1-D)^2}{2}=\frac{R\cdot(1-D)^2}{2\cdot f} \tag{4.121}$$

Logo:

$$\boxed{L=\frac{10(1-0,4)^2}{2\cdot 20\cdot 10^3}=90\mu H}$$

b) Neste caso tem-se:

$$\frac{V_C}{E}=\frac{D}{1-D}=\frac{0,4}{0,6}=0,666...$$

Então:

$$V_C=32V$$

Desse modo:

$$\boxed{P_R=\frac{V_C^2}{R}=102,4W}$$

A forma de onda da corrente no indutor é mostrada na Fig. 4.20.

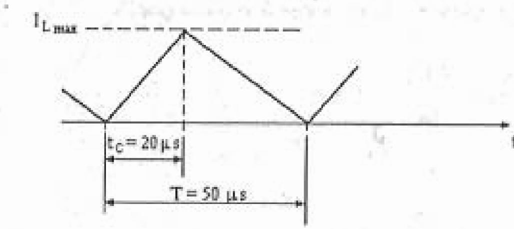

Fig. 4.20: Corrente no indutor L.

Portanto:

$$I_{Lmax}=\frac{E}{L}\cdot tc$$

$$I_{Lmax}=\frac{48}{90\mu}\cdot 20\mu$$

$$\boxed{I_{Lmax}=10,67A}$$

Este valor máximo de corrente circula pelo indutor, pelo transistor e pelo diodo.

c) A potência transferida à carga é a mesma, ou seja, 102,4 W. A estrutura opera no modo de condução contínua, tendo em vista que a indutância para este caso está acima do valor que garante condução crítica (item a); portanto, a corrente no indutor L tem a forma mostrada na Fig. 4.21.

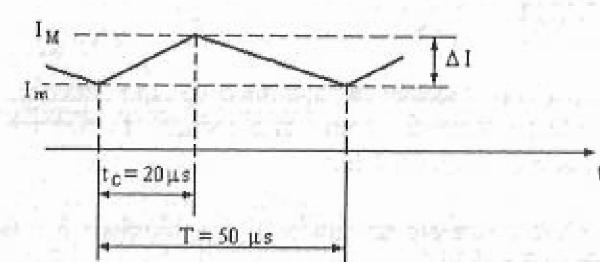

Fig. 4.21. Corrente no indutor L.

O valor da variação da corrente será:

$$\Delta I = I_M - I_m = \frac{E}{L}\cdot tc = \frac{48}{180\mu}\cdot 20\mu = 5{,}333A$$

A corrente média que circula na fonte E é dada por:

$$I_{Emd} = \frac{P_R}{E} = \frac{102{,}4}{48} = 2{,}13A$$

ou ainda:

$$I_{Emd} = \frac{I_m \cdot tc}{T} + \frac{\Delta I \cdot tc}{2 \cdot T} \tag{4.122}$$

Assim:

$$I_m = \frac{T}{tc}\left(I_{Emd} - \frac{\Delta I \cdot tc}{2 \cdot T} \right) \tag{4.123}$$

$$I_m = \frac{50\mu}{20\mu}\left(2{,}13 - \frac{5{,}333 \cdot 20\mu}{2 \cdot 50\mu} \right)$$

$$I_m = 2{,}66A$$

Desse modo:

$$I_M = I_m + \Delta I = 2{,}66 + 5{,}333$$

Logo:

$$\boxed{I_M = 8{,}0A}$$

Constata-se que com o aumento da indutância do valor crítico ($L = 90\mu H$) para $L = 180\mu H$ (condução contínua), houve uma redução da corrente de pico nos componentes (transistor, diodo e indutor).

d) Para $L = 50\mu H$ a corrente no indutor L é descontínua e a sua forma está representada na Fig. 4.22.

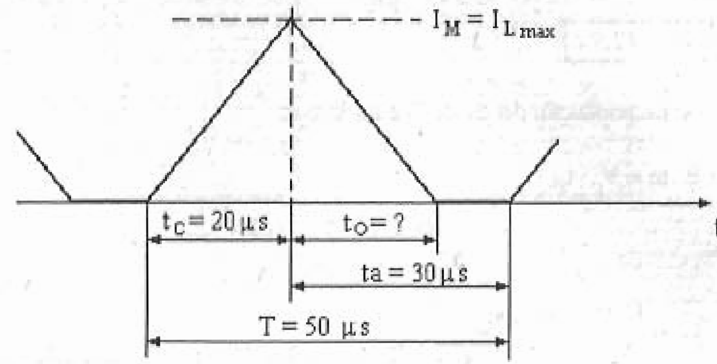

Fig. 4.22: Corrente no indutor L (condução descontínua).

Desse modo:

$$I_{L\max} = \frac{E}{L}\cdot tc = \frac{48}{50\mu}\cdot 20\mu = 19{,}2A$$

A corrente média na entrada será:

$$I_{Emd} = \frac{I_{L\max}\cdot tc}{2 \cdot T} = \frac{19{,}2 \cdot 20\mu}{2 \cdot 50\mu} = 3{,}84A$$

Potência de entrada:

$$P_E = E \cdot I_{Emd} = 48 \cdot 3{,}84 = 184{,}32W$$

Admitindo um rendimento de 100%, tem-se:

$P_R = P_E$ (Potência de saída = Potência de entrada)

Logo: $P_R = 184{,}32\ W$

Assim, a corrente média na carga será:

$$I_o = \sqrt{\frac{P_R}{R}} = \sqrt{\frac{184{,}32}{10}} = 4{,}29A$$

Finalmente, a tensão média na carga é dada pela seguinte expressão:

$V_o = R \cdot I_o = 10 \cdot 4{,}29$

$\boxed{V_o = 42{,}9V}$

O tempo de condução do diodo D é dado por:

$E \cdot tc = V_o \cdot t_o$

Então:

$$t_o = \frac{E \cdot tc}{V_o} = \frac{48 \cdot 20\mu}{42{,}9}$$

$\boxed{t_o = 22{,}38\mu s}$

Desse modo, uma diminuição da indutância L provoca um aumento das correntes de pico e um aumento da potência, da tensão e da corrente de carga, mantida constante a razão cíclica.

e) Seja a Eq. (4.66) que garante condução contínua:

$$\sqrt{\frac{T \cdot R}{2 \cdot L}} = \frac{1}{1-D}$$

Desse modo:

$$f = \frac{R \cdot (1-D)^2}{2 \cdot L} = \frac{10 \cdot (1-0{,}4)^2}{2 \cdot 50 \cdot 10^{-6}}$$

$f = 36$ kHz

Este resultado mostra claramente o interesse em fazer o conversor funcionar com freqüências mais elevadas.

2º) O conversor à acumulação indutiva apresentado na Fig. 4.23 opera com freqüência de 20 kHz. O capacitor de saída é suficientemente grande de forma que as variações da tensão na carga são praticamente nulas. A tensão de saída é regulada para 10V, e a potência na carga é de 10W. Admitindo uma tensão de entrada de 15V e um indutor de 50μH, determinar o valor da razão cíclica.

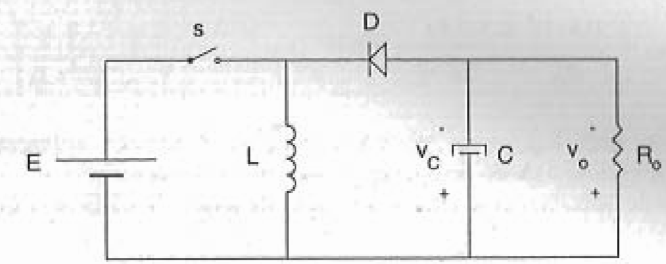

Fig. 4.23: Conversor Buck-Boost.

SOLUÇÃO

Dados do problema:

	$f = 20$ kHz	$E = 15V$
	$V_0 = 10V$	$L = 50\mu H$
	$P_0 = 10W$	$D = ?$

Para resolver este problema tem-se que determinar inicialmente qual o modo de operação deste conversor. Como primeira estimativa admitir-se-á que a estrutura opera em condução contínua. Assim:

$$\frac{V_o}{E} = \frac{D}{1-D} \therefore \frac{10}{15} = 0{,}67 = \frac{D}{1-D}$$

Logo:

$D = 0{,}4$ (primeira estimativa)

Para este valor de razão cíclica será determinada a indutância para a qual a condução torna-se crítica (Eq. 4.46), isto é:

$$L_{crit} = \frac{D \cdot E \cdot (1-D)}{2 \cdot f \cdot I_o}$$

A corrente média na carga é obtida a partir da seguinte expressão:

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} = \frac{10}{10} = 1A$$

Então:

$$L_{crit} = \frac{0{,}4 \cdot 15 \cdot (1-0{,}4)}{2 \cdot 20. \qquad 10^3 \cdot 1} = 90\mu H$$

Verifica-se que: $L_{crit} > L$; portanto, para as condições apresentadas no enunciado do exercício o modo de operação é em condução descontínua.

No modo de operação descontínua a relação de tensões é dada pela Eq. (4.35), ou seja:

$$\frac{V_o}{E} = D \cdot \sqrt{\frac{R_o}{2 \cdot f \cdot L}}$$

Portanto:

$$D = \frac{V_o}{E} \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot f \cdot L}{R_o}} = \frac{10}{15}\sqrt{\frac{2 \cdot 20 \cdot 10^3 50\mu}{10}}$$

$\boxed{D = 0{,}3}$ (condução descontínua)

3º) Deduzir as Eqs. (4.19) e (4.18).

SOLUÇÃO

A partir das Eqs. (4.14) e (4.17), tem-se:

$$I_o = (I_M + I_m) \cdot \frac{(1-D)}{2} \tag{4.124}$$

$$E = \frac{L}{D \cdot T} \cdot (I_M - I_m) \quad \therefore \quad \frac{E \cdot D \cdot T}{L} + I_m = I_M \tag{4.125}$$

Levando a Eq. (4.125) em (4.124), obtém-se:

$$I_o = \left(\frac{E \cdot D \cdot T}{L} + I_m + I_m\right) \cdot \frac{(1-D)}{2}$$

ou ainda:

$$\frac{2 \cdot I_o}{(1-D)} = \frac{E \cdot D \cdot T}{L} + 2 \cdot I_m$$

$$\left[\frac{2 \cdot I_o}{(1-D)} - \frac{E \cdot D \cdot T}{L}\right] \cdot \frac{1}{2} = I_m$$

Por fim:

$$\boxed{I_m = \frac{I_o}{(1-D)} - \frac{D \cdot E}{2 \cdot L \cdot f}} \qquad \text{c.q.d.}$$

Analisando a Eq. (4.125), tem-se:

$$I_M = \frac{E \cdot D \cdot T}{L} + I_m$$

$$I_M = \frac{E \cdot D \cdot T}{L} + \frac{I_o}{(1-D)} - \frac{D \cdot E}{2 \cdot L \cdot f}$$

$$I_M = \frac{D \cdot E}{L \cdot f} - \frac{1}{2}\frac{D \cdot E}{L \cdot f} + \frac{I_o}{(1-D)}$$

e assim:

$$\boxed{I_M = \frac{I_o}{(1-D)} + \frac{D \cdot E}{2 \cdot L \cdot f}} \qquad \text{c.q.d.}$$

4º) Seja a estrutura do conversor a acumulação capacitiva, representada na Fig. 4.24, onde $E = 48V$; $f = 20$ kHz; $D = 0{,}4$; $R_o = 10\Omega$ e $C = 100\mu F$. Os indutores são considerados muito grandes, de modo a se poder admitir I_{LE} e I_o constantes em regime permanente. Determinar os valores das seguintes grandezas:

a) Tensão média na carga $\rightarrow V_o$;
b) Corrente média no indutor de saída $\rightarrow I_o$;
c) Potência na carga $\rightarrow P_o$;
d) Corrente média no indutor de entrada $\rightarrow I_{LEmd}$;
e) Ondulação da tensão no capacitor $C \rightarrow \Delta V_C$,
f) Tensão máxima no capacitor $C \rightarrow V_{CM}$,
g) Tensão máxima no transistor T e no diodo D $\rightarrow V_{TM}$ e V_{DM},
h) O valor do capacitor C de modo que a sua tensão se anule no período de funcionamento (condução crítica).

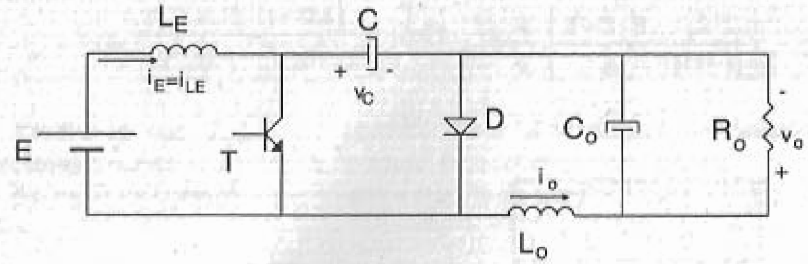

Fig. 4.24: Conversor Cúk.

SOLUÇÃO:

Antes de se iniciar os cálculos é necessário saber se o conversor opera no modo de condução contínua ou descontínua. Para isso admitir-se-á inicialmente que o conversor está no modo de condução descontínua. Assim, a partir da Eq. (4.109):

$$b = \frac{I_o}{I_E} = \sqrt{\frac{T}{2 \cdot R_o \cdot C}} \cdot (1 - D) \qquad (4.126)$$

sendo: $\alpha = (1 - D)$

então: $\alpha = 0,6$

Através da Eq. (4.126) é possível obter-se o valor do capacitor C, ou seja:

$$\boxed{C = \frac{T}{2 \cdot R_o} \cdot \frac{(1 - D)^2}{b^2}} \qquad (4.127)$$

A quantidade de carga entregue ao capacitor C durante o intervalo de tempo ta, é igual a quantidade de carga liberada pelo mesmo capacitor C durante o tempo tc. Desse modo:

$$I_E \cdot ta = I_o \cdot tc$$

logo: $b = \frac{I_o}{I_E} = \frac{ta}{tc}$

Admitindo:

$$b = \frac{ta}{tc} = \frac{(1 - D)}{D} = \frac{0,6}{0,4} = 1,5 \qquad (4.128)$$

e levando a Eq. (4.128) na Eq. (4.127), obtém-se:

$$C = \frac{50\mu}{2 \cdot 10} \cdot \frac{0,6^2}{1,5^2} = 0,4\mu F$$

Como o valor do capacitor fornecido é maior que 0,4μF, conclui-se que a condução é contínua. Portanto:

$$tc = 20\mu s$$

$$ta = 30\mu s$$

$$\frac{I_E}{I_o} = \frac{D}{(1 - D)} = 0,667$$

a) Tensão média na carga → V_o.

As formas de onda para este caso são apresentadas na Fig. 4.15. Desse modo:

$$V_o = \frac{D}{1 - D} \cdot E = \frac{0,4}{0,6} \cdot 48$$

$$\boxed{V_o = 32V}$$

b) Corrente média no indutor de carga → I_o;

$$I_o = \frac{V_o}{R_C} = \frac{32}{10}$$

$$\boxed{I_o = 3,2A}$$

c) Potência na carga → P_o;

$$P_o = \frac{(V_o)^2}{R_o} = \frac{(32)^2}{10}$$

$$\boxed{P_o = 102{,}4W}$$

d) Corrente média no indutor de entrada $\rightarrow I_{LEmd}$;

Admitindo-se um rendimento de 100%, tem-se:

$$P_E = P_o = 102{,}4W$$

Assim:

$$I_{LEmd} = \frac{P_E}{E} = \frac{102{,}4}{48}$$

$$\boxed{I_{LEmd} = 2{,}13A}$$

e) Ondulação da tensão no capacitor $C \rightarrow \Delta V_C$;

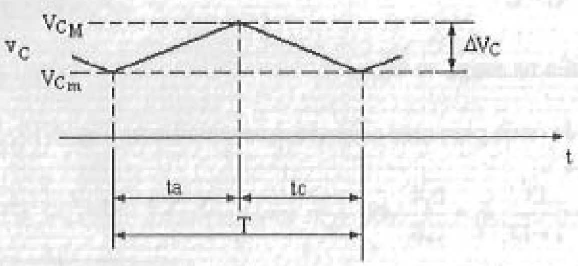

Fig. 4.25: Ondulação de tensão no Capacitor C.

A ondulação da tensão no capacitor C é obtida a partir da Eq. (4.94), isto é:

$$\Delta V_C = \frac{I_{Emd} \cdot (1 - D)}{f \cdot C} = \frac{2{,}13 \cdot 0{,}6}{20 \cdot 10^3 \cdot 100 \cdot 10^{-6}}$$

$$\boxed{\Delta V_C = 639mV}$$

f) Tensão máxima no capacitor $C \rightarrow V_{CM}$.

Sabe-se que o valor de E representa o valor médio da tensão V_C, calculada no intervalo (0, ta). Assim.

$$E = \frac{V_{Cm} \cdot ta}{T} + \frac{\Delta V_C \cdot ta}{2 \cdot T} \qquad (4.129)$$

$$\boxed{V_{Cm} = \frac{E \cdot T}{ta} - \frac{\Delta V_C}{2}} \qquad (4.130)$$

A Eq. (4.130) representa o valor mínimo da tensão no capacitor C no modo de condução contínua. Assim:

$$V_{Cm} = \frac{48 \cdot 50\mu}{30\mu} - \frac{639m}{2} \approx 79{,}68V$$

Portanto:

$$\boxed{V_{CM} = V_{Cm} + \Delta V_C} \qquad (4.131)$$

$$V_{CM} = 79{,}68 + 0{,}639$$

$$\boxed{V_{CM} = 80{,}32V}$$

g) Tensão máxima no transistor T e no diodo $D \rightarrow V_{TM}$ e V_{DM}.

A tensão máxima no transistor T e no diodo D é a própria tensão máxima no capacitor C. Logo:

$$\boxed{V_{TM} = V_{DM} = V_{CM} = 80{,}32V}$$

h) O valor do capacitor C de modo que a sua tensão se anule no período de funcionamento (condução crítica).

No modo de operação em condução crítica, a tensão v_C tem a forma apresentada na Fig. 4.26.

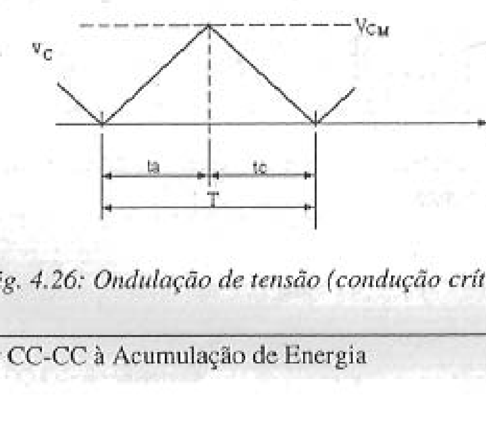

Fig. 4.26: Ondulação de tensão (condução crítica).

O limite da descontinuidade para o conversor à acumulação capacitiva (Conversor Cúk), é estabelecido pela Eq. (4.115), ou seja:

$$b = \frac{I_o}{I_E} = \sqrt{\frac{T}{2 \cdot R_o \cdot C}} - 1$$

$$b = \frac{I_o}{I_E} = \frac{ta}{tc} = \frac{0,6}{0,4} = 1,5$$

Desse modo:

$$\boxed{C = \frac{T}{2 \cdot R_o} \cdot \frac{1}{(b+1)^2}} \qquad (4.132)$$

A expressão (4.132) fornece o valor do capacitor C para o modo de condução crítica. Então:

$$C = \frac{50\mu}{2 \cdot 10} \cdot \frac{1}{(1,5+1)^2}$$

$$\boxed{C = 0,4\mu F}$$

Obs. Importante:

Nesse caso, analisando a Fig. 4.26, tem-se:

$$E = \frac{V_{CM} \cdot ta}{2 \cdot T} \qquad (4.133)$$

ou ainda: $V_{CM} = \frac{2 \cdot T}{ta} \cdot E = 2 \cdot E \cdot \frac{(ta + tc)}{ta}$

$$\boxed{V_{CM} = 2 \cdot E \cdot \left(1 + \frac{1}{b}\right)} \qquad (4.134)$$

A Eq. (4.134) estabelece o valor máximo de tensão no capacitor C para o modo de condução crítica. Assim:

$$V_{CM} = 2 \cdot 48 \cdot \left(1 + \frac{1}{1,5}\right)$$

$$\boxed{V_{CM} = 160V}$$

Constata-se que uma redução no valor do capacitor C proporciona um aumento das tensões máximas a que são submetidos os componentes.

5º) O conversor Cúk apresentado na Fig. 4.17, opera em condução descontínua, alimentando uma carga de 10Ω, com uma potência de 250W. A fonte de corrente na entrada é de 10A, e a frequência de chaveamento é de 25 kHz. Admitindo uma razão cíclica de 70% e um rendimento de 100%, determinar:

a) A tensão nos terminais da fonte de corrente (E);
b) A tensão média nos terminais da carga (V_o);
c) A corrente média na carga (I_o);
d) O tempo durante o qual a chave S permanece em condução (t_c);
e) O tempo durante o qual a chave S permanece aberta (t_a);
f) O valor do capacitor C de acumulação;
g) O tempo de descarga do capacitor C de acumulação (t_0);
h) O tempo de descontinuidade da tensão no capacitor C;
i) O valor de pico da tensão nos terminais do capacitor de acumulação (V_{CM});
j) Confirmar que a condução é realmente descontínua.

SOLUÇÃO:

a) Tensão nos terminais da fonte de corrente (E).

Do enunciado do exercício tem-se:

* Conversor operando em condução descontínua.
* $R_o = 10\ \Omega$
* $P_o = 250W$
* $I_E = 10A$
* $f = 25\ kHz$
* $D = 0,7$
* Rendimento = 100%

Partindo do princípio que o rendimento é de 100%, então:

$$P_o = P_E = E \cdot I_E \quad \Rightarrow \quad E = \frac{P_E}{I_E} = \frac{250}{10}$$

$$\boxed{E = 25V}$$

b) A tensão média nos terminais da carga (V_o).

A potência consumida na carga R_o pode ser obtida através da expressão:

$$P_o = \frac{V_o^2}{R_o} \quad \Rightarrow \quad V_o = \sqrt{P_o \cdot R_o} = \sqrt{250 \cdot 10}$$

$$\boxed{V_o = 50V}$$

Obs.: Como era de se esperar o conversor opera como elevador de tensão.

c) Corrente média na carga (I_o).

É dada por:

$$P_o = V_o \cdot I_o \quad \Rightarrow \quad I_o = \frac{P_o}{V_o} = \frac{250}{50}$$

$$\boxed{I_o = 5A}$$

d) Tempo durante o qual a chave S permanece em condução (t_C).

A razão cíclica é definida pela expressão seguinte:

$$D = \frac{t_c}{T} \quad ; \quad \text{onde } T = 1/f \text{. Assim:}$$

$$D = t_c \cdot f \quad \Rightarrow \quad t_c = \frac{D}{f} = \frac{0{,}7}{25 \cdot 10^3}.$$

$$\boxed{t_c = 28\mu s}$$

e) Tempo durante o qual a chave S permanece aberta (t_a).

O período de operação do conversor pode ser obtido a partir da equação:

$$T = t_c + t_a$$

sendo que $T = 1/f = 40\mu s$. Desse modo:

$$t_a = T - t_c = 40 - 28$$

$$\boxed{t_a = 12\mu s}$$

Outra maneira de se resolver este item seria empregando o seguinte raciocínio.

Se a razão cíclica é de 70%, isso significa que durante 30% do período de operação do conversor a chave S permanece aberta. Logo:

$$t_a = 0{,}3 \cdot T = 0{,}3 \cdot 40$$

$$\boxed{t_a = 12\mu s}$$

f) Valor do capacitor C de acumulação.

A partir da Eq. (4.117), tem-se:

$$b = \sqrt{\frac{T}{2 \cdot R_o \cdot C}} \cdot (1 - D)$$

onde $b = \frac{I_o}{I_E}$, logo:

$$\frac{I_o}{I_E} = \sqrt{\frac{T}{2 \cdot R_o \cdot C}} \cdot (1 - D)$$

ou ainda:

$$\left[\frac{I_o}{I_E} \cdot \frac{1}{(1 - D)}\right]^2 = \frac{T}{2 \cdot R_o \cdot C}$$

$$\boxed{C = \left[\frac{I_o}{I_E} \cdot (1 - D)\right]^2 \cdot \frac{1}{2 \cdot R_o \cdot f}}$$

Substituindo os respectivos valores dos parâmetros na equação anterior, obtém-se:

$$C = \left[\frac{10}{5} \cdot (1 - 0{,}7)\right]^2 \cdot \frac{1}{2 \cdot 10 \cdot 25 \cdot 10^3}$$

$$\boxed{C = 0{,}72\mu F}$$

g) Tempo de descarga do capacitor C de acumulação (t_0).

Através da Fig. 4.18 fica claro que a corrente média no capacitor C, durante um período de funcionamento do conversor, é nula. Desse modo:

$$I_E \cdot t_a = I_o \cdot t_o$$

Portanto,

$$t_o = \frac{I_E \cdot t_a}{I_o} = \frac{10 \cdot 12\mu}{5}$$

$$\boxed{t_o = 24\,\mu s}$$

h) Tempo de descontinuidade da tensão no capacitor C.

Conforme a Fig. 4.18, o tempo de descontinuidade de tensão no capacitor C é dado por:

$$t_{desc} = t_c - t_o$$

Então: $t_{desc} = 28\mu s - 24\mu s$

$$\boxed{t_{desc} = 4\,\mu s}$$

i) Valor de pico da tensão nos terminais do capacitor de acumulação (V_{CM}).

A tensão de pico nos terminais do capacitor de acumulação pode ser obtida a partir da Eq. (4.102). Assim:

$$t_o = \frac{C \cdot V_{CM}}{I_o}$$

Então:

$$V_{CM} = \frac{I_o \cdot t_o}{C} = \frac{5 \cdot 24\mu}{0{,}72\mu}$$

$$\boxed{V_{CM} = 166{,}67\,V}$$

j) Confirmar que a condução é realmente descontínua.

Para que a condução seja descontínua tem-se que:

$$b > \frac{(1-D)}{D}$$

Logo:

$$b = \frac{I_o}{I_E} = \frac{5}{10} = 0{,}5$$

$$\frac{(1-D)}{D} = \frac{1-0{,}7}{0{,}7} = 0{,}43$$

Portanto:

$$b > \frac{(1-D)}{D} \quad \rightarrow \quad \text{condução descontínua.}$$

Obs.: Nas situações em que $b < (1-D)/D$, tem-se condução contínua.

6º) O circuito da Fig. 4.27 opera em condução crítica, com uma potência de 300W. A tensão média nos terminais da carga é de 20V, e a fonte de corrente na entrada é de 10A. A frequência de chaveamento é de 40kHz. Supondo que toda a potência transferida a carga se processa sem perdas, determinar:

a) O valor da resistência de carga (R_o);
b) A corrente média na carga (I_o);
c) A tensão nos terminais da fonte de corrente (E);
d) A razão cíclica de operação (D);
e) O tempo durante o qual a chave S permanece em condução (t_c);
f) O tempo durante o qual a chave S permanece aberta (t_a);
g) O tempo de descarga do capacitor C de acumulação (t_0);
h) O tempo de descontinuidade da tensão no capacitor C;
i) O valor do capacitor C de acumulação;
j) O valor da tensão máxima nos terminais do capacitor C (V_{CM}).

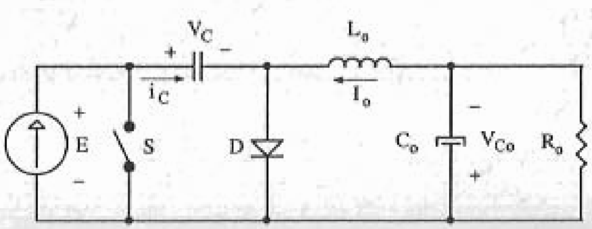

Fig. 4.27: Conversor à acumulação capacitiva.

SOLUÇÃO:

Os dados fundamentais apresentados no enunciado do exercício são:

* O conversor opera em condução crítica.
* $P_o = 300W$
* $V_o = 20V$
* $I_E = 10A$
* $f = 40kHz \Rightarrow T = 25\mu s$
* Rendimento = 100%

Através dessas informações é possível se determinar:

a) Valor da resistência de carga (R_o).

O valor da resistência de carga é dado por:

$$P_o = \frac{V_o^2}{R_o} \quad \Rightarrow \quad R_o = \frac{V_o^2}{P_o} = \frac{20^2}{300}$$

$$\boxed{R_o = 1{,}33\Omega}$$

b) A corrente média na carga (I_o):

É obtida através da expressão:

$$P_o = V_o \cdot I_o \quad \Rightarrow \quad I_o = \frac{P_o}{V_o} = \frac{300}{20}$$

$$\boxed{I_o = 15A}$$

c) A tensão nos terminais da fonte de corrente (E).

Tendo em vista que a transferência de potência da fonte para a carga se processa sem perdas, então:

$$P_o = P_E$$

Assim:

$$V_o \cdot I_o = E \cdot I_E \quad \Rightarrow \quad E = \frac{V_o \cdot I_o}{I_E} = \frac{20 \cdot 15}{10}$$

$$\boxed{E = 30V}$$

Verifica-se, portanto, que o conversor opera como abaixador de tensão. Logo, sua razão cíclica deverá ser menor que 0,5.

d) A razão cíclica de operação (D).

Em condução crítica a seguinte equação é válida:

$$b = \frac{(1-D)}{D}$$

ou seja:

$$\boxed{D = \frac{1}{(1+b)}}$$

onde $b = \frac{I_o}{I_E} = \frac{15}{10} \quad \Rightarrow \quad b = 1{,}5$

Desse modo,

$$D = \frac{1}{(1+b)} = \frac{1}{(1+1{,}5)}$$

$$\boxed{D = 0{,}4}$$

e) Tempo durante o qual a chave S permanece em condução (t_c).

Por definição tem-se que:

$$D = \frac{t_c}{T} \quad \Rightarrow \quad t_c = D \cdot T = \frac{D}{f} = \frac{0{,}4}{40 \cdot 10^3}$$

$$\boxed{t_c = 10\mu s}$$

f) Tempo durante o qual a chave S permanece aberta (t_a).

Sabe-se que:

$$T = t_c + t_a \quad \Rightarrow \quad t_a = T - t_c = 25 - 10$$

$$\boxed{t_a = 15\,\mu s}$$

g) Tempo de descarga do capacitor C de acumulação (t_0).

Em condução crítica o tempo de descarga do capacitor C de acumulação (t_0), coincide com o tempo durante o qual a chave S permanece em condução (t_c), ou seja:

$$\boxed{t_0 = t_c = 10\,\mu s}$$

h) Tempo de descontinuidade da tensão no capacitor C.

Baseado na resposta apresentada no item anterior, em condução crítica não há descontinuidade na tensão do capacitor de acumulação ($t_o = t_a$). A tensão no capacitor de acumulação se anula no exato momento em que a chave S abre, reiniciando o processo de carga do capacitor C e, portanto, o crescimento da tensão em seus terminais (veja Fig. 4.26 do item h do exercício resolvido nº 4).

i) Valor do capacitor C de acumulação.

O limite da descontinuidade do conversor Cúk é estabelecido pela Eq. (4.115), isto é:

$$b = \sqrt{\frac{T}{2 \cdot R_o \cdot C}} - 1$$

Trabalhando a expressão anterior.

$$(1+b)^2 = \frac{T}{2 \cdot R_o \cdot C}$$

ou seja:

$$C = \frac{T}{2 \cdot R_o \cdot (1+b)^2}$$

sendo $D = \dfrac{1}{(1+b)} \quad \Rightarrow \quad \dfrac{1}{(1-b)^2} = D^2$

Então;

$$\boxed{C = \frac{D^2}{2 \cdot R_o \cdot f}}$$

$$C = \frac{0{,}4^2}{2 \cdot 1{,}33 \cdot 40 \cdot 10^3} \quad \Rightarrow \quad \boxed{C = 1{,}5\,\mu F}$$

j) Valor da tensão máxima nos terminais do capacitor C (V_{CM}).

O valor de V_{CM} é dado por:

$$V_{CM} = \frac{I_E}{C} \cdot t_a = \frac{10 \cdot 15\mu}{1{,}5\mu}$$

$$\boxed{V_{CM} = 100\,V}$$

4.4.2. EXERCÍCIOS PROPOSTOS

1º) O Conversor Buck-Boost da Fig. 4.28 tem uma tensão de entrada E = 12V. A razão cíclica D = 0,25 e a frequência de chaveamento é de 25 kHz. A indutância L = 150μH e a capacitância de filtragem C = 220μF. O valor médio da corrente de carga I_o = 1,25 A. Determinar:

a) A tensão média de saída V_o;
b) A ondulação pico-a-pico da tensão de saída ΔV_o;
c) A ondulação pico-a-pico da corrente no indutor L;
d) A corrente máxima na chave S;
e) A potência de saída P_o;
f) O valor do resistor de carga R.

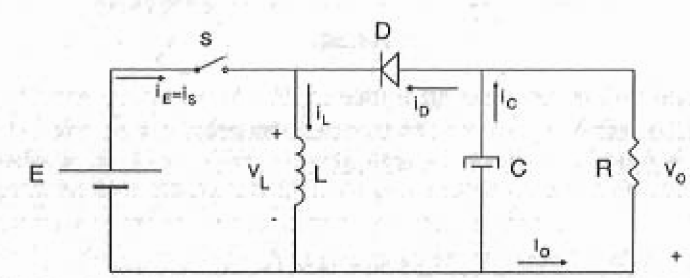

Fig. 4.28.

2º) Deduzir a Eq. (4.13) apresentada a seguir.

$$\boxed{I_o = I_{Dmd} = \frac{1}{T}\int_0^T i_D(t)dt}$$

3º) Deduzir a Eq. (4.39).

4º) Seja o conversor CC-CC à acumulação indutiva representado na Fig. 4.29, onde: $E_1 = 100V$; $E_2 = 60V$; $f = 10$ kHz e $P_o = 120W$. Calcular:

a) A indutância L para que a condução seja crítica;

b) O valor da razão cíclica D, para $L = L_{crit} / 2$, para manter o mesmo valor da potência de saída.

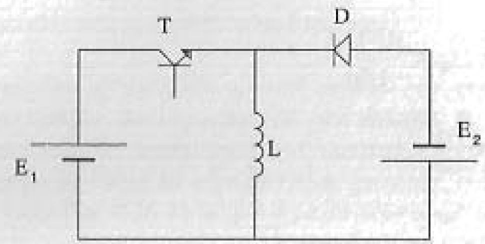

Fig. 4.29.

5º) Seja o conversor Buck-Boost apresentado na Fig. 4.30.

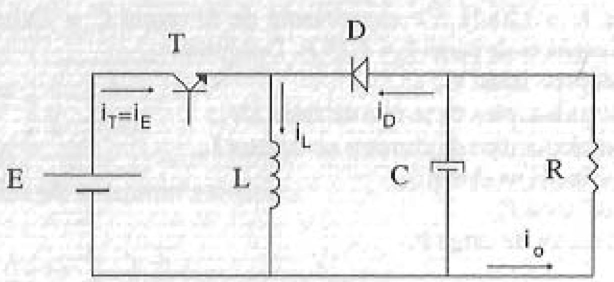

Fig. 4.30.

onde:	$E = 20V$	$R = 10\Omega$
	$f = 100$ kHz	$D = 0,6$ (razão cíclica)
	$C = 470\mu F$	$L = 24\mu H$

Calcular:

a) A tensão média e a corrente média na carga, V_o e I_o;

b) A potência de saída e a potência de entrada, P_o e P_E;

c) A corrente média e a corrente eficaz no diodo D, I_{Dmd} e I_{Def};

d) A corrente média e eficaz no transistor T, I_{Tmd} e I_{Tef};

e) A corrente média e eficaz no indutor L, I_{Lmd} e I_{Lef}.

f) A ondulação da tensão no capacitor C, ΔV_C;

g) A ondulação da corrente no indutor L, ΔI_L.

6º) Deduzir as Eqs. (4.43) e (4.44) obtidas para o modo de condução descontínua do conversor Buck-Boost.

7º) O Conversor Cúk mostrado na Fig. 4.31 apresenta os seguintes dados:

* Tensão de entrada; $E = 12V$.
* Razão Cíclica; $D = 0,25$.
* Frequência de chaveamento; $f = 25$ kHz.
* Indutância de filtragem; $L_o = 150\mu H$.
* Capacitância de filtragem; $C_o = 220\mu F$
* Capacitância de transferência de energia; $C = 200\mu F$.
* Indutância de entrada; $L_E = 200\mu H$
* Corrente média na carga; $I_o = 1,25A$

A partir destes dados e sabendo que a condução é contínua, determinar:

a) Tensão média na carga; V_o;

b) Corrente média na entrada; I_{Emd};

c) Ondulação de corrente no indutor de entrada; ΔI_E;

d) Ondulação de tensão no capacitor C; ΔV_C;

e) Ondulação de corrente no indutor L_o, ΔI_o;

f) Ondulação de tensão no capacitor C_o; ΔV_o;

g) Corrente máxima no transistor T; I_{TM}.

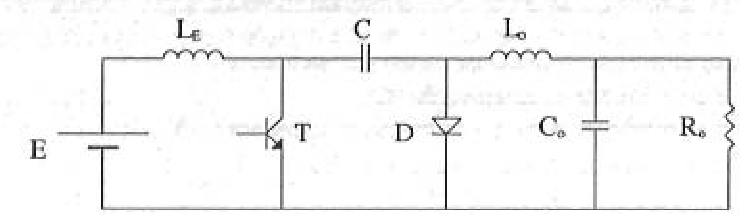

Fig. 4.31.

8º) O Conversor a acumulação capacitiva apresentado na Fig. 4.17, opera em condução descontínua, com uma razão cíclica de 60%. A potência e a corrente na carga valem respectivamente 450W e 15A. A frequência de operação é de 20kHz, e a fonte de corrente na entrada é de 20A. Admitindo que o conversor opera sem perdas internas, calcular:

a) A tensão média na carga (V_o);

b) A resistência de carga (R_o);

c) A tensão média nos terminais da fonte de corrente (E);

d) O tempo durante o qual a chave S permanece em condução(t_c);

e) O tempo durante o qual a chave S permanece aberta (t_a);

f) O tempo de descarga do capacitor C de acumulação (t_o);
g) O tempo de descontinuidade da tensão no capacitor C;
h) O valor do capacitor C de acumulação;
i) O valor de pico da tensão nos terminais do capacitor de acumulação (V_{CM});
j) Confirmar que a condução é realmente descontínua;
k) Qual o procedimento para tornar a operação deste conversor em condução contínua, sem alterar os parâmetros elétricos do circuito ?

9º) Refazer o exercício resolvido nº 5, considerando o conversor operando no modo de condução contínua.
Obs.: Nenhum componente elétrico, que faça parte do circuito, deve ser alterado (a resistência R_o não faz parte do circuito, ela pertence à carga).

10º) Seja o conversor mostrado na Fig. 4.17, operando a 500W. As correntes média de entrada e de saída são respectivamente 20A e 10A. A freqüência de chaveamento é de 25kHz. Supondo que as perdas de condução e comutação do conversor sejam nulas, e que o mesmo opere no modo de condução crítica, calcular:

a) A tensão média na carga (V_o);
b) O valor da resistência de carga (R_o);
c) A tensão média nos terminais da fonte de corrente (E);
d) O valor do parâmetro b;
e) A razão cíclica de operação (D);
f) O tempo de condução da chave S (t_c);
g) O tempo durante o qual a chave S permanece aberta (t_a);
h) O tempo de descarga do capacitor C de acumulação (t_o);
i) O tempo de descontinuidade da tensão no capacitor C;
j) O valor do capacitor de acumulação (C);
k) O valor da tensão máxima nos terminais do capacitor C (V_{CM});
l) A tensão e a corrente de pico na chave S ($V_{S_{max}}$, $I_{S_{max}}$).

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

[1] I. Barbi, *Eletrônica de Potência II*. Publicação Interna. Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, UFSC-EEL-INEP, Florianópolis-SC, 1988.

[2] M.H. Rashid, *Power Electronics-Circuits, Devices, and Applications*. Prentiçe-Hall International Editions, Inc., New Jersey, 1988.

[3] N. Mohan, T. Undeland & W. Robbins, *Power Electronics: Converters, Applications and Design*. John Wiley & Sons, New York-USA, 1989.

[4] B.W. Williams, *Power Electronics-Devices, Drivers, Applications and Passive Components*. McGraw-Hill, Inc., New York-USA, Second Edition, 1992.

[5] I. Barbi, *Projetos de Fontes Chaveadas*. Publicação Interna, UFSC-EEL-INEP, Florianópolis-SC, 1990.

[6] A.I. Pressman, *Switching Power Supply Design*. McGraw-Hill, Inc., New York-USA, 1991.

[7] M. Brown/MOTOROLA, *Practical Switching Power Supply Design*. Academic Press, Inc., San Diego, California-USA, 1990.

[8] S. Cúk & R.D. Middlebrook, "Advances in Switched Mode Power Conversion", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. IE30, Nº 1, pp.10-29, 1983.