

5. TOPOLOGIAS BÁSICAS DE FONTES CHAVEADAS

Apresentam-se a seguir as estruturas circuitais básicas que realizam a função de, a partir de uma fonte de tensão fixa na entrada, fornecer uma tensão de valor diferente e, eventualmente variável na saída. Neste caso, diferentemente do que se viu para os conversores para acionamento de máquinas de corrente contínua, existe um filtro capacitivo na saída, de modo a manter, sobre ele, a tensão estabilizada.

5.1 Conversor abaixador de tensão (step-down ou buck): $V_o \leq E$

A tensão de entrada (E) é recortada pela chave T . Considere-se V_o constante. Assim, a corrente pela carga (R_o) tem ondulação desprezível, possuindo apenas um nível contínuo. A figura 5.1 mostra a topologia.

Com o transistor conduzindo (diodo cortado), transfere-se energia da fonte para o indutor (cresce i_L) e para o capacitor (quando $i_L > V_o/R$).

Quando T desliga, o diodo conduz, dando continuidade à corrente do indutor. A energia armazenada em L é entregue ao capacitor e à carga. Enquanto o valor instantâneo da corrente pelo indutor for maior do que a corrente da carga, a diferença carrega o capacitor. Quando a corrente for menor, o capacitor se descarrega, suprindo a diferença a fim de manter constante a corrente da carga (já que estamos supondo constante a tensão V_o).

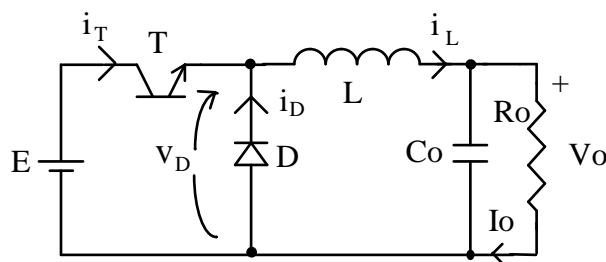


Figura 5.1 Conversor abaixador de tensão

Se a corrente pelo indutor não vai a zero durante a condução do diodo, diz-se que o circuito opera no modo de condução contínua. Caso contrário tem-se o modo descontínuo. Via de regra, prefere-se operar no modo de condução contínua devido a haver neste caso uma relação bem determinada entre a largura de pulso e a tensão média de saída. A figura 5.2 mostra as formas de onda típicas de ambos os modos de operação.

5.1.1 Modo de condução contínua (MCC)

Este modo de operação é definido como aquele em que a corrente pelo diodo não vai a zero antes que o transistor seja religado. Em alguns conversores isto coincide com o fato da corrente pelo indutor não se anular, em outros, não.

A obtenção da relação entrada/saída pode ser feita a partir do comportamento do elemento que transfere energia da entrada para a saída. Sabe-se que a tensão média sobre uma indutância, em regime, é nula, como mostrado na figura 5.3.

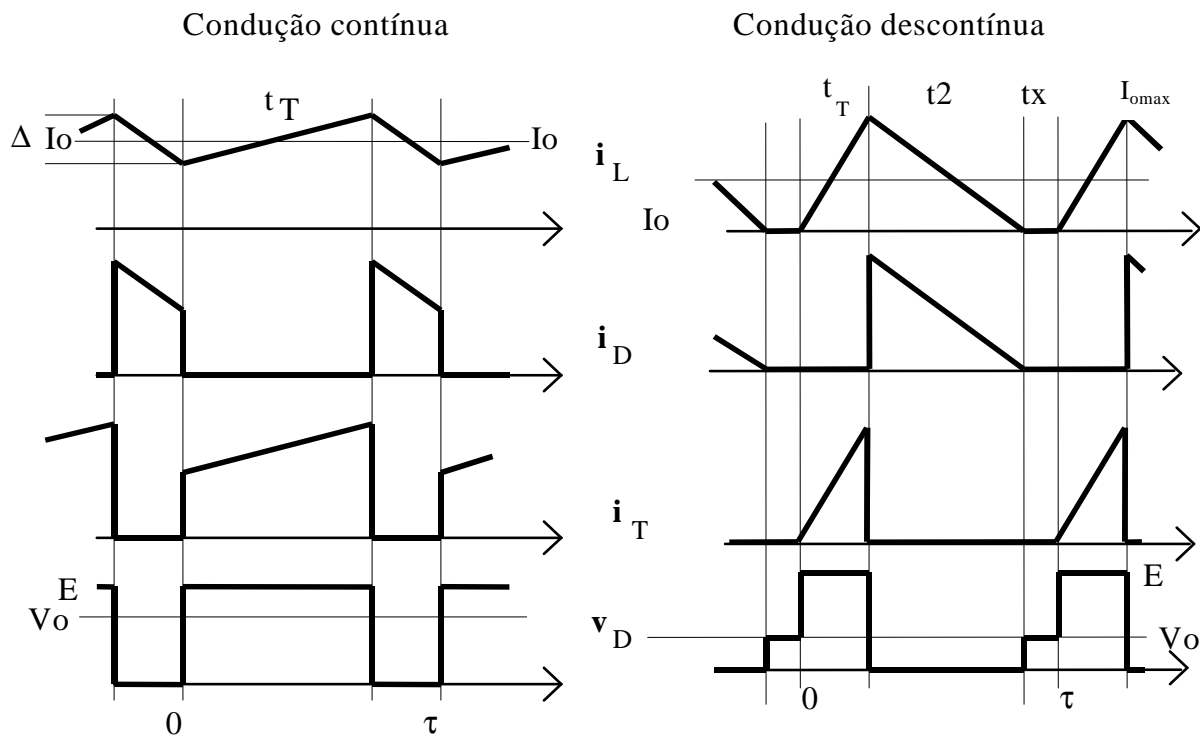


Figura 5.2 Formas de onda típicas nos modos de condução contínua e descontínua

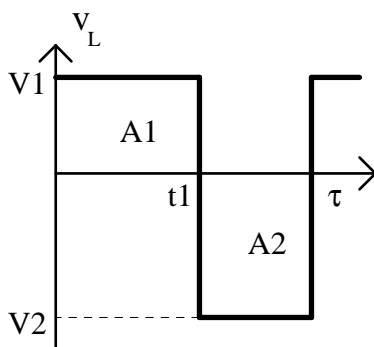


Figura 5.3 Tensão sobre uma indutância em regime.

$$A1 = A2 \tag{5.1}$$

$$V_1 \cdot t_1 = V_2 \cdot (\tau - t_1)$$

No caso do conversor abaixador, quando T conduz, $v_L = E - V_o$, e quando D conduz, $v_L = -V_o$

$$(E - V_o) \cdot t_T = V_o \cdot (\tau - t_T) \tag{5.2}$$

$$\frac{V_o}{E} = \frac{t_T}{\tau} \equiv \delta$$

5.1.2 Modo de condução descontínua (MCD)

A modelagem que se segue pressupõe um comportamento de corrente constante na saída. Caso a hipótese seja de “resistência constante” ou de “potência constante”, as equações resultantes são diversas daquelas ora apresentadas. Isto é válido também para os demais conversores apresentados na seqüência.

A corrente do indutor será descontínua quando seu valor médio for inferior à metade de seu valor de pico ($I_o < \Delta I_o / 2$). A condição limite é dada por:

$$I_o = \frac{\Delta I_o}{2} = \frac{(E - V_o) \cdot t_T}{2 \cdot L} = \frac{(E - V_o) \cdot \delta \cdot \tau}{2 \cdot L} \quad (5.3)$$

Com a corrente sendo nula durante o intervalo t_x , tem-se:

$$(E - V_o) \cdot t_T = V_o \cdot (\tau - t_T - t_x) \quad (5.4)$$

$$\frac{V_o}{E} = \frac{\delta}{1 - t_x / \tau} \quad (5.5)$$

Escrevendo em termos de variáveis conhecidas, tem-se:

$$I_i = \frac{I_{o_{max}} \cdot \delta}{2} \quad (\text{corrente média de entrada}) \quad (5.6)$$

$$I_{o_{max}} = \frac{(E - V_o) \cdot t_T}{L} \quad (5.7)$$

Como a potência de entrada é suposta igual à potência de saída, chega-se a:

$$\frac{V_o}{E} = \frac{I_i}{I_o} = \frac{I_{o_{max}} \cdot \delta}{2 \cdot I_o} = \frac{(E - V_o) \cdot \delta^2 \cdot \tau}{2 \cdot I_o \cdot L}$$

$$\frac{V_o}{E} = 1 - \frac{2 \cdot L \cdot I_i}{E \cdot \tau \cdot \delta^2} \quad (5.8)$$

$$V_o = \frac{E}{1 + \frac{2 \cdot L \cdot I_o}{E \cdot \tau \cdot \delta^2}} \quad (5.9)$$

Vamos definir o parâmetro K, que se relaciona com a descontinuidade como sendo:

$$K = \frac{L \cdot I_o}{E \cdot \tau} \quad (5.10)$$

A relação saída/entrada pode ser reescrita como:

$$\frac{V_o}{E} = \frac{\delta^2}{\delta^2 + 2 \cdot K} \quad (5.11)$$

O ciclo de trabalho crítico, no qual há a passagem do modo de condução contínua para a descontínua é dado por:

$$\delta_{crit} = \frac{1 \pm \sqrt{1 - 8 \cdot K}}{2} \tag{5.12}$$

A figura 5.4 mostra a característica estática do conversor para diferentes valores de K. Na figura 5.5 tem-se a variação da tensão de saída com a corrente de carga. Note-se que a condução descontínua tende a ocorrer para pequenos valores de I_o , levando à exigência da garantia de um consumo mínimo. Existe um limite para I_o acima do qual a condução é sempre contínua e a tensão de saída não é alterada pela corrente.

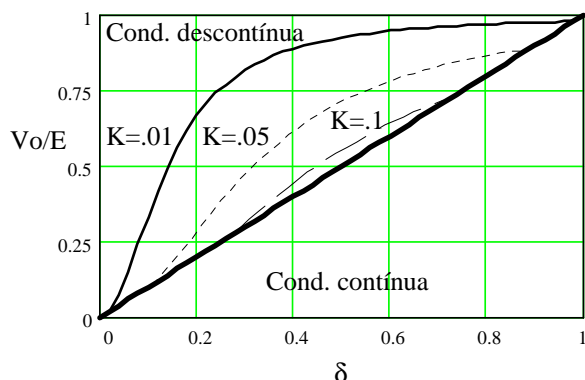


Figura 5.4 Característica de controle do conversor abaixador de tensão nos modos de condução contínua e descontínua.

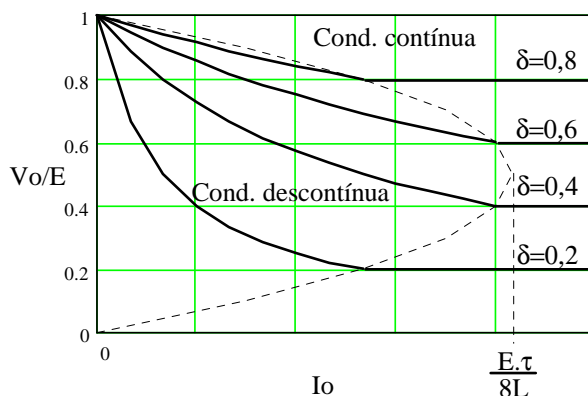


Figura 5.5 Característica de saída do conversor abaixador de tensão nos modos de condução contínua e descontínua.

5.1.3 Dimensionamento de L e de C

Da condição limite entre o modo de condução contínua e descontínua, tem-se:

$$I_{o_{min}} = \frac{(E - V_o) \cdot \tau \cdot \delta}{2 \cdot L} \tag{5.14}$$

Caso se deseje operar sempre no modo de condução contínua deve-se ter:

$$L_{min} = \frac{E \cdot (1 - \delta) \cdot \delta \cdot \tau}{2 \cdot I_o(min)} \tag{5.15}$$

Quanto ao capacitor de saída, ele pode ser definido a partir da variação da tensão admitida, lembrando-se que enquanto a corrente pelo indutor for maior que I_o (corrente na carga,

suposta constante) o capacitor se carrega e, quando for menor, o capacitor se descarrega, levando a uma variação de tensão ΔV_o .

$$\Delta Q = \frac{1}{2} \cdot \left[\frac{\tau}{2} \right] \cdot \frac{\Delta I_o}{2} = \frac{\tau \cdot \Delta I_o}{8} \quad (5.16)$$

A variação da corrente é:

$$\Delta I_o = \frac{(E - V_o) \cdot t_T}{L} = \frac{E \cdot \delta \cdot \tau \cdot (1 - \delta)}{L} \quad (5.17)$$

Substituindo (5.17) em (5.16) tem-se:

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C_o} = \frac{\tau^2 \cdot E \cdot \delta \cdot (1 - \delta)}{8 \cdot L \cdot C_o} \quad (5.18)$$

Logo,

$$C_o = \frac{V_o \cdot (1 - \delta) \cdot \tau^2}{8 \cdot L \cdot \Delta V_o} \quad (5.19)$$

Muitas vezes o limitante para a ondulação da tensão não é a capacitância, mas sim a resistência série equivalente (R_{se}) do capacitor. Tal resistência produz uma queda de tensão que se soma à queda na capacitância, podendo ser dominante. A redução de R_{se} é feita pela colocação em paralelo de vários capacitores.

5.2 Conversor elevador de tensão (step-up ou boost): $V_o \geq E$

Quando T é ligado, a tensão E é aplicada ao indutor. O diodo fica reversamente polarizado (pois $V_o > E$). Acumula-se energia em L, a qual será enviada ao capacitor e à carga quando T desligar. A figura 5.6 mostra esta topologia. A corrente de saída, i_D , é sempre descontínua, enquanto i_L (corrente de entrada) pode ser contínua ou descontínua.

Também neste caso tem-se a operação no modo de condução contínua ou descontínua. As formas de onda são mostradas na figura 5.7.

5.2.1 Modo de condução contínua

Quando T conduz: $v_L = E$ (durante t_T)

Quando D conduz: $v_L = -(V_o - E)$ (durante $\tau - t_T$)

$$\Delta I_i = \frac{E \cdot t_T}{L} = \frac{(V_o - E) \cdot (\tau - t_T)}{L} \quad (5.20)$$

$$V_o = \frac{E}{1 - \delta} \quad (5.21)$$

Embora para $\delta \rightarrow 1$, $V_o \rightarrow \infty$, na prática os elementos parasitas e não ideais do circuito (como as resistências do indutor e da fonte) impedem o crescimento da tensão acima de um certo

limite, no qual as perdas nestes elementos resistivos se tornam maiores do que a energia transferida pelo indutor para a saída.

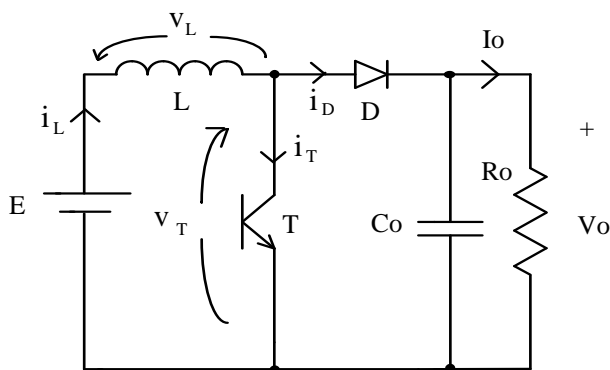


Figura 5.6 Conversor elevador de tensão

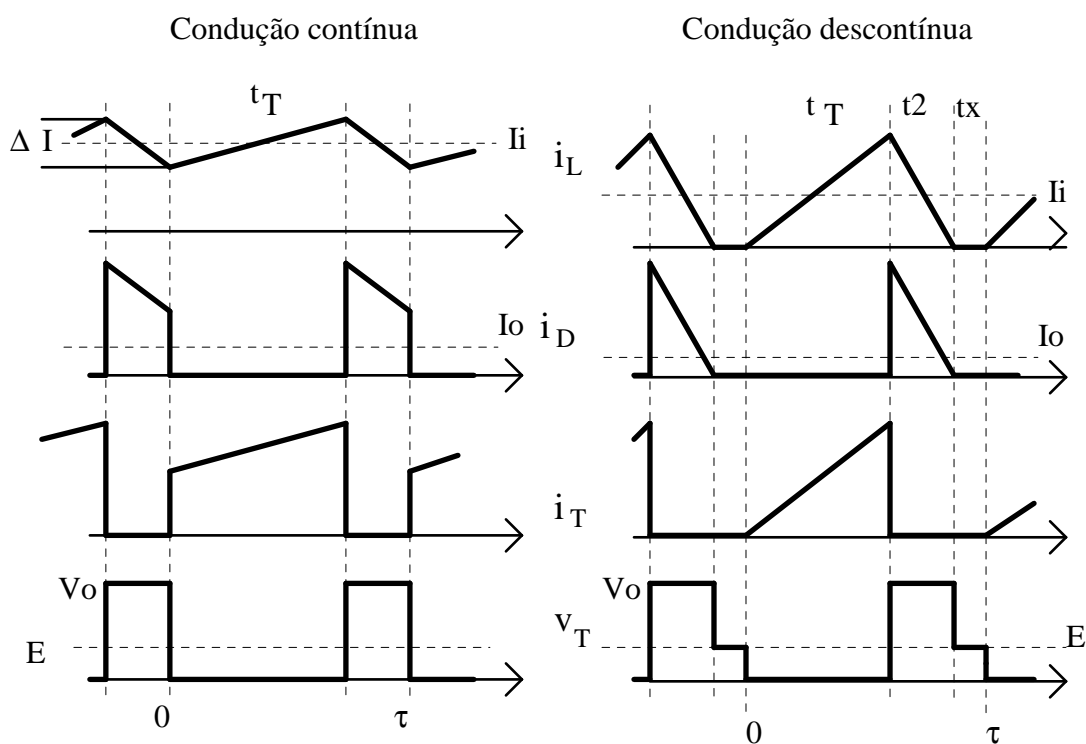


Figura 5.7 Formas de onda típicas de conversor elevador de tensão.

Nota-se que a corrente de entrada é a própria corrente pelo indutor e que a corrente média pelo diodo é a corrente da carga (já que a corrente média pelo capacitor é nula).

5.2.2 Modo de condução descontínua

Quando T conduz: $v_L = E$, (durante t_T)

Quando D conduz: $v_L = -(V_o - E)$, durante $(\tau - t_T - t_x)$

$$V_o = E \cdot \frac{1 - t_x/\tau}{1 - \delta - t_x/\tau} \tag{5.22}$$

Escrevendo em termos de variáveis conhecidas, tem-se:

$$V_o = E + \frac{E^2 \cdot \tau \cdot \delta^2}{2 \cdot L \cdot I_o} \tag{5.23}$$

A relação saída/entrada pode ser reescrita como:

$$\frac{V_o}{E} = 1 + \frac{\delta^2}{2 \cdot K} \tag{5.24}$$

O ciclo de trabalho crítico, no qual há a passagem do modo de condução contínua para a descontínua é dado por:

$$\delta_{crit} = \frac{1 \pm \sqrt{1 - 8 \cdot K}}{2} \tag{5.25}$$

A figura 5.8 mostra a característica estática do conversor para diferentes valores de K. Na figura 5.9 tem-se a variação da tensão de saída com a corrente de carga. Note-se que a condução descontínua tende a ocorrer para pequenos valores de I_o, levando à exigência da garantia de um consumo mínimo. Existe um limite para I_o acima do qual a condução é sempre contínua e a tensão de saída não é alterada pela corrente.

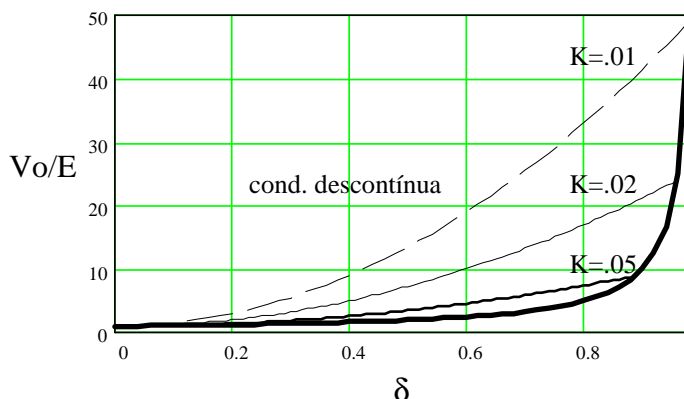


Figura 5.8 Característica estática do conversor elevador de tensão nos modos de condução contínua e descontínua, para diferentes valores de K.

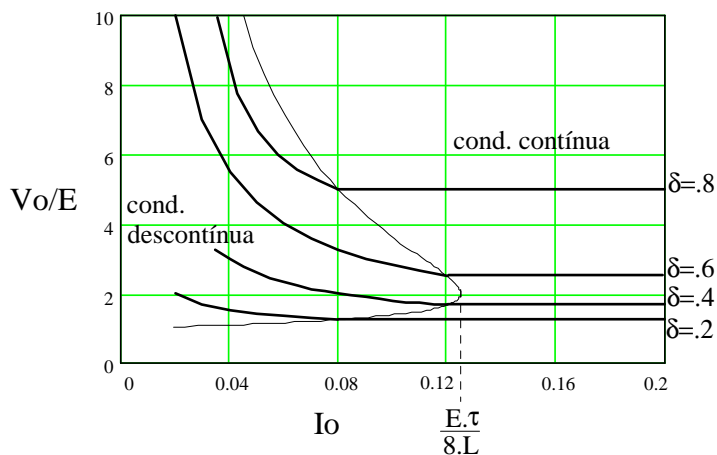


Figura 5.9 Característica de saída do conversor elevador de tensão.

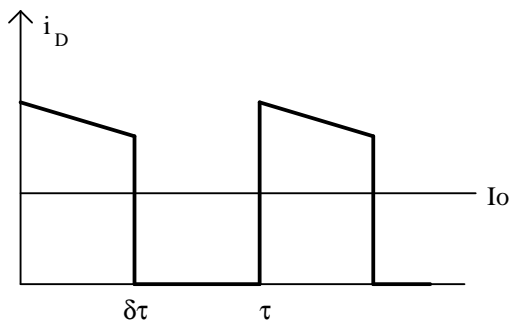
5.2.3 Dimensionamento de L e de C

O limiar para a condução descontínua é dado por:

$$I_i = \frac{\Delta I_i}{2} = \frac{E \cdot t_T}{2 \cdot L} = \frac{V_o \cdot (1 - \delta) \cdot \delta \cdot \tau}{2 \cdot L} \quad (5.26)$$

$$I_o = \frac{\Delta I_i \cdot (\tau - t_T)}{2 \cdot \tau} = \frac{E \cdot \delta \cdot (1 - \delta) \cdot \tau}{2 \cdot L} \quad (5.27)$$

$$L_{\min} = \frac{E \cdot \delta \cdot (1 - \delta) \cdot \tau}{2 \cdot I_o(\min)} \quad (5.28)$$



Para o cálculo do capacitor deve-se considerar a forma de onda da corrente de saída. Admitindo-se a hipótese que o valor mínimo instantâneo atingido por esta corrente é maior que a corrente média de saída, I_o , o capacitor se carrega durante a condução do diodo e fornece toda a corrente de saída durante a condução do transistor.

$$C_o = \frac{I_o(\max) \cdot \delta \cdot \tau}{\Delta V_o} \quad (5.29)$$

5.3 Conversor abaixador-elevador (buck-boost)

Neste conversor, a tensão de saída tem polaridade oposta à da tensão de entrada. A figura 5.10 mostra o circuito.

Quando T é ligado, transfere-se energia da fonte para o indutor. O diodo não conduz e o capacitor alimenta a carga. Quando T desliga, a continuidade da corrente do indutor se faz pela condução do diodo. A energia armazenada em L é entregue ao capacitor e à carga. Tanto a corrente de entrada quanto a de saída são descontínuas. A figura 5.11. mostra as formas de onda nos modos de condução contínua e descontínua (no indutor).

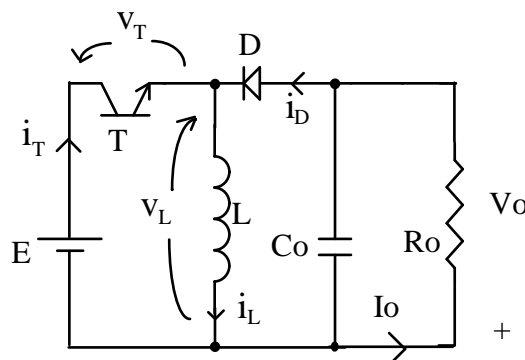


Figura 5.10 Conversor abaixador-elevador de tensão

5.3.1 Modo de condução contínua

Quando T conduz: $v_L = E$, (durante t_T)

Quando D conduz: $v_L = -V_o$, (durante $\tau - t_T$)

$$\frac{E \cdot t_T}{L} = \frac{V_o \cdot (\tau - t_T)}{L} \tag{5.30}$$

$$V_o = \frac{E \cdot \delta}{1 - \delta} \tag{5.31}$$

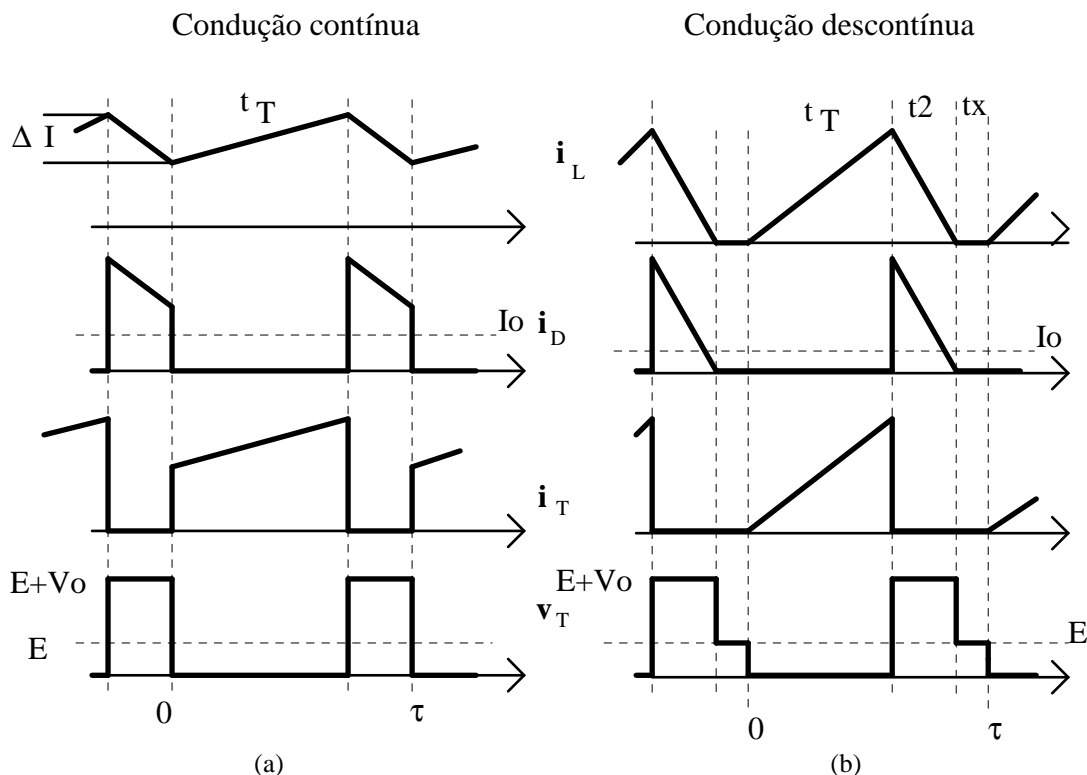


Figura 5.11 Formas de onda do conversor abaixador-elevador de tensão operando em condução contínua (a) e descontínua (b).

5.3.2 Modo de condução descontínua

Quando T conduz: $v_L = E$, (durante t_T)

Quando D conduz: $v_L = -V_o$, durante $(\tau - t_T - t_x)$

$$V_o = \frac{E \cdot \delta}{1 - \delta - \frac{t_x}{\tau}} \tag{5.32}$$

A corrente máxima de entrada, que é a corrente pelo transistor, ocorre ao final do intervalo de condução do transistor:

$$I_{i_{max}} = \frac{E \cdot t_T}{L} \tag{5.33}$$

Seu valor médio é:

$$I_i = \frac{I_{i_{max}} \cdot t_T}{2 \cdot \tau} \tag{5.34}$$

Do balanço de potência tem-se:

$$I_i = \frac{I_o \cdot V_o}{E} \tag{5.35}$$

O que permite escrever:

$$V_o = \frac{E^2 \cdot \tau \cdot \delta^2}{2 \cdot L \cdot I_o} \tag{5.36}$$

Uma interessante característica do conversor abaixador-elevador quando operando no modo de condução descontínua é que ele funciona como uma fonte de potência constante.

$$P_o = \frac{E^2 \cdot \tau \cdot \delta^2}{2 \cdot L} \tag{5.37}$$

A relação saída/entrada pode ser rescrita como:

$$\frac{V_o}{E} = \frac{\delta^2}{2 \cdot K} \tag{5.38}$$

O ciclo de trabalho crítico, no qual há a passagem do modo de condução contínua para a descontínua é dado por:

$$\delta_{crit} = \frac{1 \pm \sqrt{1 - 8 \cdot K}}{2} \tag{5.39}$$

A figura 5.12 mostra a característica estática do conversor para diferentes valores de K.

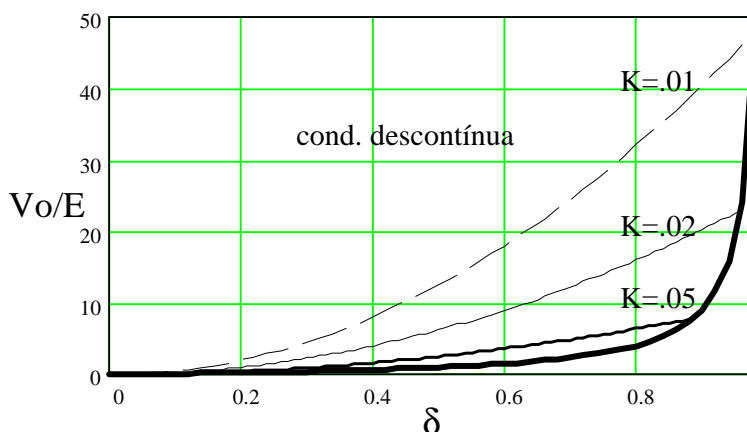


Figura 5.12 Característica estática do conversor abaixador-elevador de tensão nos modos de condução contínua e descontínua, para diferentes valores de K.

Na figura 5.13 tem-se a variação da tensão de saída com a corrente de carga. Note-se que a condução descontínua tende a ocorrer para pequenos valores de I_o , levando à exigência da

garantia de um consumo mínimo. Existe um limite para I_o acima do qual a condução é sempre contínua e a tensão de saída não é alterada pela corrente.

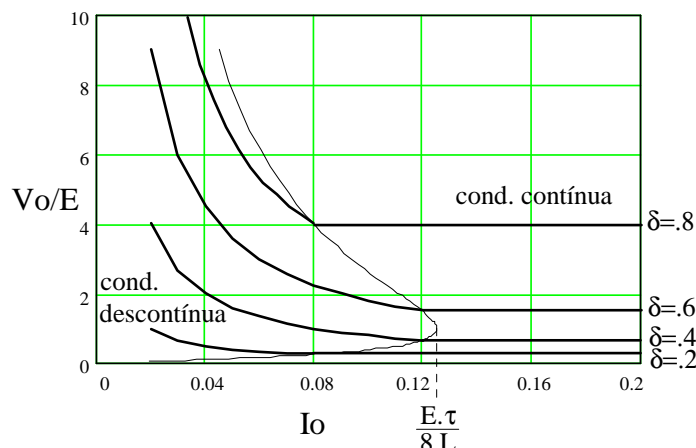


Figura 5.13 Característica de saída do conversor abaixador-elevador de tensão.

5.3.3 Cálculo de L e de C

O limiar entre as situações de condução contínua e descontínua é dado por:

$$I_o = \frac{\Delta I_L \cdot (\tau - t_T)}{2 \cdot \tau} = \frac{V_o \cdot (\tau - t_T) \cdot (1 - \delta)}{2 \cdot L} = \frac{V_o \cdot \tau \cdot (1 - \delta)^2}{2 \cdot L} \tag{5.40}$$

$$L_{\min} = \frac{E \cdot \tau \cdot \delta \cdot (1 - \delta)}{2 \cdot I_o(\min)} \tag{5.41}$$

Quanto ao capacitor, como a forma de onda da corrente de saída é a mesma do conversor elevador de tensão, o cálculo segue a mesma expressão.

$$C_o = \frac{I_o(\max) \cdot \tau \cdot \delta}{\Delta V_o} \tag{5.42}$$

5.4 Conversor Ćuk

Diferentemente dos conversores anteriores, no conversor Ćuk, cuja topologia é mostrada na figura 5.14, a transferência de energia da fonte para a carga é feita por meio de um capacitor.

Como vantagem, existe o fato de que tanto a corrente de entrada quanto a de saída podem ser contínuas, devido à presença dos indutores. Além disso, ambos indutores estão sujeitos ao mesmo valor instantâneo de tensão, de modo que é possível construí-los num mesmo núcleo. Este eventual acoplamento magnético permite, com projeto adequado, eliminar a ondulação de corrente em um dos enrolamentos. Os interruptores devem suportar a soma das tensões de entrada e saída.

A tensão de saída apresenta-se com polaridade invertida em relação à tensão de entrada.

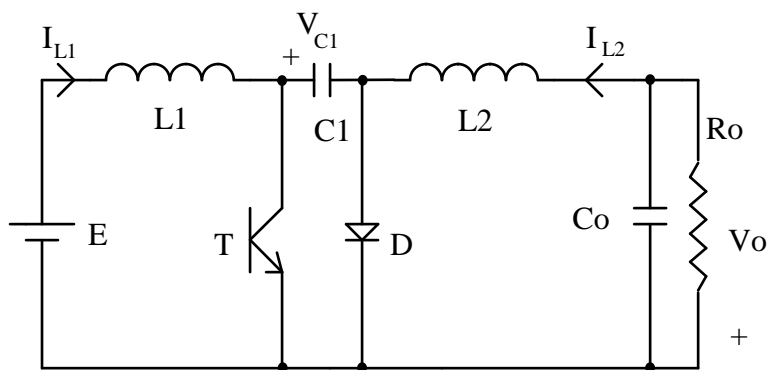


Figura 5.14 Conversor Ćuk

Em regime, como as tensões médias sobre os indutores são nulas, tem-se: $V_{C1} = E + V_o$.

Com o transistor desligado, i_{L1} e i_{L2} fluem pelo diodo. C_1 se carrega, recebendo energia de L_1 . A energia armazenada em L_2 é enviada à saída.

Quando o transistor é ligado, D desliga e i_{L1} e i_{L2} fluem por T . Como $V_{C1} > V_o$, C_1 se descarrega, transferindo energia para L_2 e para a saída. L_1 acumula energia retirada da fonte.

A figura 5.15 mostra as formas de onda de corrente nos modos de condução contínua e descontínua. Note-se que no modo descontínuo a corrente pelos indutores não se anula, mas sim ocorre uma inversão em uma das correntes, que irá se igualar à outra. Na verdade, a descontinuidade é caracterizada pelo anulamento da corrente pelo diodo, fato que ocorre também nas outras topologias já estudadas.

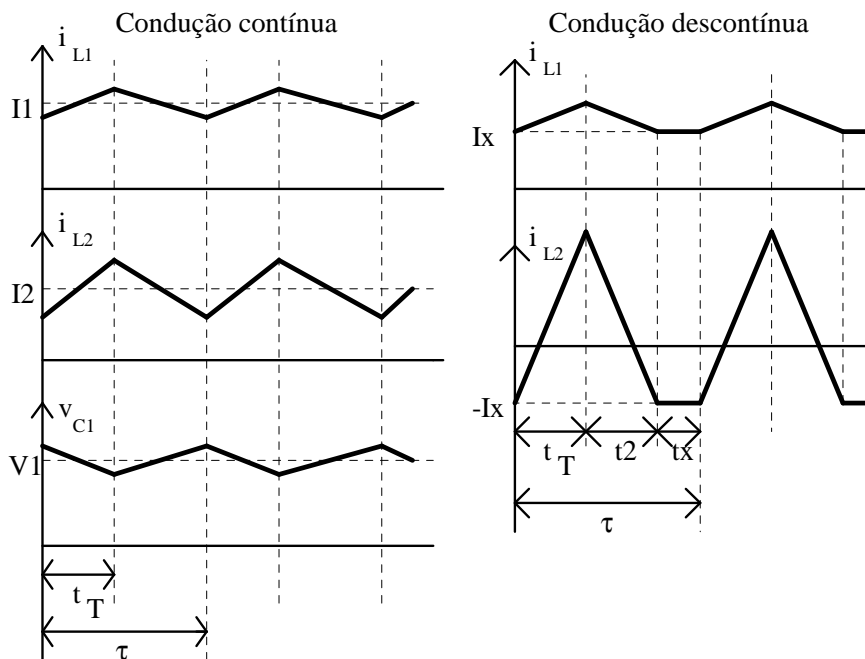


Figura 5.15. Formas de onda do conversor Ćuk em condução contínua e descontínua

Assumindo que i_{L1} e i_{L2} são constantes, e como a corrente média por um capacitor é nula (em regime), tem-se:

$$I_{L2} \cdot t_T = I_{L1} \cdot (\tau - t_T) \tag{5.43}$$

$$I_{L1} \cdot E = I_{L2} \cdot V_o \tag{5.44}$$

$$V_o = \frac{E \cdot \delta}{1 - \delta} \tag{5.45}$$

Uma vez que a característica estática do conversor Ćuk é idêntica ao do conversor abaixador-elevador de tensão, as mesmas curvas características apresentadas anteriormente são válidas também para esta topologia. A diferença é que a indutância utilizada nas equações deve ser substituída por L_e , onde $L_e = \frac{L_1 \cdot L_2}{L_1 + L_2}$.

5.4.1 Dimensionamento de C1

C1 deve ser tal que não se descarregue totalmente durante a condução de T. Considerando i_{L1} e i_{L2} constantes, a variação da tensão é linear. A figura 5.16 mostra a tensão no capacitor numa situação crítica.

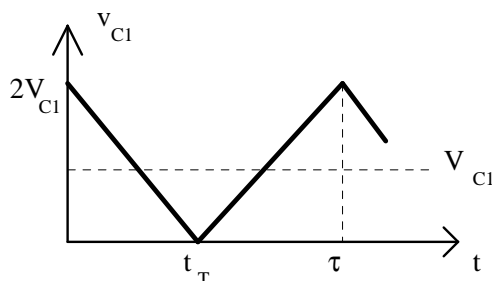


Figura 5.16. Tensão no capacitor intermediário numa situação crítica.

$$V_{C1} = E + V_o \tag{5.46}$$

Na condição limite:

$$I_o = I_{L2} = C_1 \cdot \frac{2 \cdot (E + V_o)}{t_T} \tag{5.47}$$

$$C_{1min} = \frac{I_o(max) \cdot \delta \cdot (1 - \delta) \cdot \tau}{2 \cdot E} \tag{5.48}$$

5.4.2 Dimensionamento de L1

Considerando C1 grande o suficiente para que sua variação de tensão seja desprezível, L1 deve ser tal que não permita que i_{L1} se anule. A figura 5.17 mostra a corrente por L1 numa situação crítica.

$$E = \frac{L1 \cdot I_{L1max}}{t_T} \tag{5.49}$$

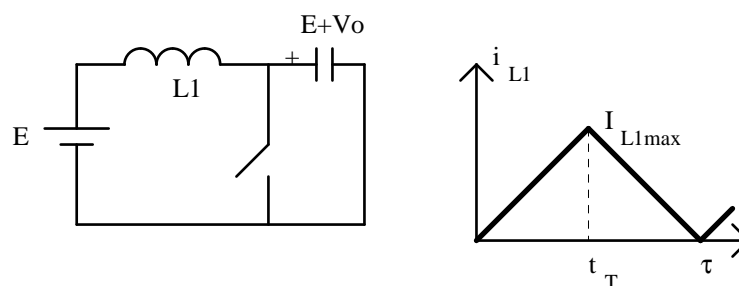


Figura 5.17 Corrente por L1 em situação crítica.

$$I_i = I_{L1} = \frac{I_{L1max}}{2} \tag{5.50}$$

Quando T conduz:

$$L1 = \frac{E \cdot t_T}{2 \cdot I_i} \tag{5.51}$$

$$L1_{min} = \frac{E \cdot \tau \cdot (1 - \delta)}{2 \cdot I_o(min)} \tag{5.52}$$

5.4.3 Cálculo de L2

Analogamente à análise anterior, obtém-se para L2:

$$L2_{min} = \frac{E \cdot \delta \cdot \tau}{2 \cdot I_o(min)} \tag{5.53}$$

5.4.4 Cálculo de Co (capacitor de saída)

Como a corrente de saída é contínua, o dimensionamento de C é idêntico ao realizado para o conversor abaixador de tensão.

$$C_o = \frac{E \cdot \delta \cdot \tau^2}{8 \cdot L2 \cdot \Delta V_o} \tag{5.54}$$

5.5 Conversor SEPIC

O conversor SEPIC (*Single Ended Primary Inductance Converter*) é mostrado na figura 5.18.

Possui uma característica de transferência do tipo abaixadora-elevadora de tensão. Diferentemente do conversor Ćuk, a corrente de saída é pulsada e não existe inversão na polaridade da tensão de saída. Como no conversor Ćuk, os interruptores ficam sujeitos a uma tensão que é a soma das tensões de entrada e de saída e a transferência de energia da entrada para a saída se faz via capacitor. Sua principal vantagem é no circuito isolado quando a indutância L2 pode ser a própria indutância de magnetização do transformador.

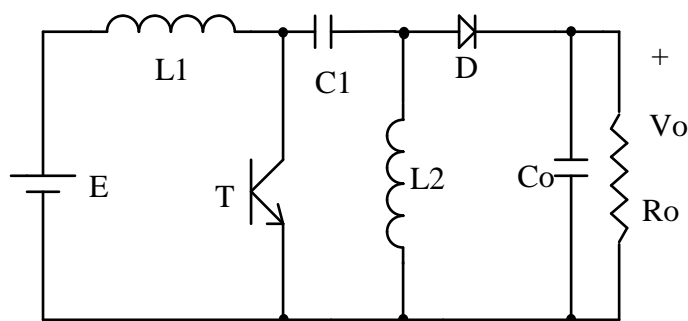


Figura 5.18 Topologia do conversor SEPIC.

O funcionamento no modo descontínuo também é igual ao do conversor Ćuk, ou seja, a corrente pelo diodo de saída se anula, de modo que as correntes pelas indutâncias se tornam iguais.

5.6 Conversor Zeta

O conversor Zeta, cuja topologia está mostrada na figura 5.19, também possui uma característica abaixadora-elevadora de tensão. Na verdade, a diferença entre este conversor, o Ćuk e o SEPIC é apenas a posição relativa dos componentes.

Aqui a corrente de entrada é descontínua e a de saída é contínua. A transferência de energia se faz via capacitor. A indutância L1 pode ser a própria indutância de magnetização na versão isolada. A operação no modo descontínuo também se caracteriza pela inversão do sentido da corrente por uma das indutâncias. A posição do interruptor permite uma natural proteção contra sobrecorrentes.

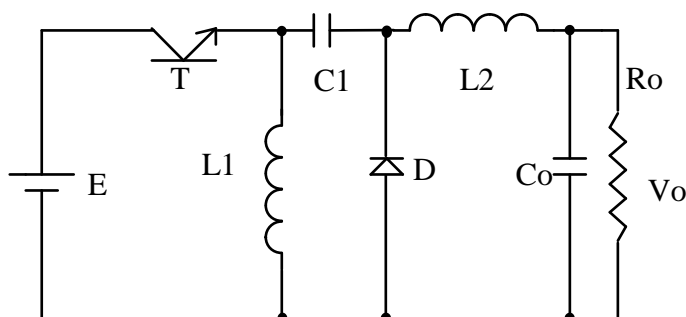


Figura 5.19 Topologia do conversor Zeta.

5.7 Conversores com isolamento

Em muitas aplicações é necessário que a saída esteja eletricamente isolada da entrada, fazendo-se uso de transformadores. Em alguns casos o uso desta isolação implica na alteração do circuito para permitir um adequado funcionamento do transformador, ou seja, para evitar a saturação do núcleo magnético. Relembre-se que não é possível interromper o fluxo magnético produzido pela força magneto-motriz aplicada aos enrolamentos.

5.7.1 Conversor Ćuk isolado

Neste circuito a isolação se faz pela introdução de um transformador no circuito. Utilizam-se 2 capacitores para a transferência da energia da entrada para a saída. A figura 5.20 mostra o circuito.

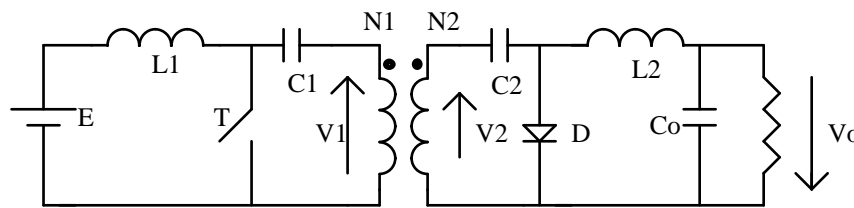


Figura 5.20. Conversor Ćuk com isolação

A tensão de saída, no modo contínuo de condução, é dada por:

$$V_o = \frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{E \cdot \delta}{(1 - \delta)} \tag{5.55}$$

O balanço de carga deve se verificar para C1 e C2. Com N1=N2, C1=C2, tendo o dobro do valor obtido pelo método de cálculo indicado anteriormente no circuito sem isolação. Para outras relações de transformação deve-se obedecer a N1.C1=N2.C2, ou ΔV1.C1=ΔV2.C2.

Note que quando T conduz a tensão em N1 é V_{C1}=E (em N2 tem-se V_{C1}.N2/N1). Quando D conduz, a tensão em N2 é V_{C2}=V_o (em N1 tem-se V_{C2}.N1/N2). A corrente pelos enrolamentos não possui nível contínuo e o dispositivo comporta-se, efetivamente, como um transformador.

5.7.2 Conversores SEPIC e Zeta isolados

Apesar das diversas semelhanças entre os conversores Ćuk, SEPIC e Zeta, na versão isolada tem-se uma mudança significativa quanto ao projeto do “transformador”. Note que no SEPIC a corrente média pelo “secundário” não é nula, pois é a própria corrente média da carga. Ou seja, o dispositivo magnético não se comporta efetivamente como uma transformador. Isto significa que ele deve possuir um entreferro a fim de não saturar. Isto aumenta o seu volume em relação ao transformador de um conversor Ćuk para a mesma potência. O mesmo ocorre com o conversor Zeta, no qual a corrente contínua existe no primário. Entretanto, como já foi dito, estes elementos magnéticos podem ser construídos de modo que as indutâncias L_p seja as próprias indutâncias L2 (SEPIC) ou L1 (Zeta), de modo que existam apenas dois elementos magnéticos no conversor, enquanto no Ćuk serão três.

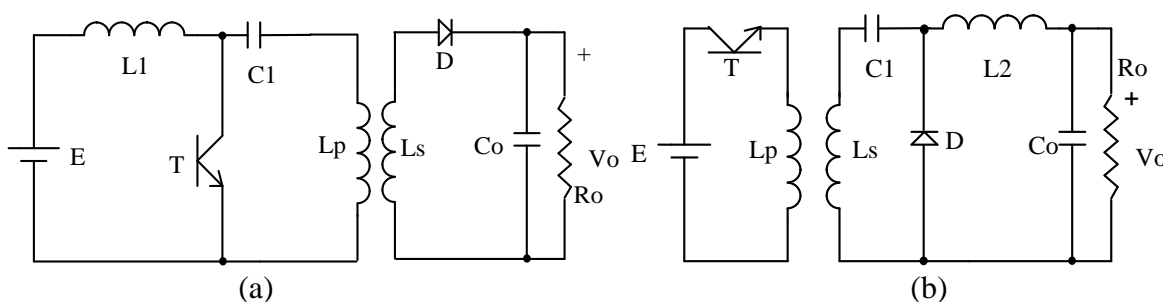


Figura 21 Conversores SEPIC (a) e Zeta (b) isolados.

5.7.3 Conversor fly-back (derivado do abaixador-elevador)

Assim como no conversor Zeta, o elemento magnético comporta-se como um indutor bifilar e não como um transformador. Quando T conduz, armazena-se energia na indutância do “primário” (no campo magnético) e o diodo fica reversamente polarizado. Quando T desliga, para manter a continuidade do fluxo, o diodo entra em condução, e a energia acumulada no campo magnético é enviada à saída. A figura 5.22 mostra o circuito.

Note-se que as correntes médias nos enrolamentos não são nulas, levando à necessidade de colocação de entreferro no "transformador".

A tensão de saída, no modo contínuo de condução, é dada por:

$$V_o = \frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{E \cdot \delta}{(1 - \delta)} \tag{5.56}$$

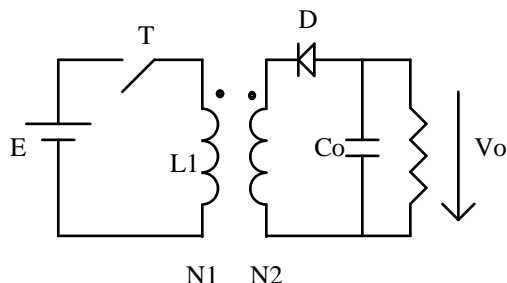


Figura 5.22 Conversor fly-back

5.7.4 Conversor “forward” (derivado do abaixador de tensão)

Quando T conduz, aplica-se E em N1. D1 fica diretamente polarizado e cresce a corrente por L. Quando T desliga, a corrente do indutor de saída tem continuidade via D3. Quanto ao transformador, é necessário um caminho que permita a circulação de uma corrente que dê continuidade ao fluxo magnético, de modo a absorver a energia acumulada no campo, relativa à indutância de magnetização. Isto se dá pela condução de D2. Durante este intervalo (condução de D2) aplica-se uma tensão negativa em N2, que se reflete em N3, e ocorre um retorno de energia para a fonte. A figura 5.23 mostra o circuito.

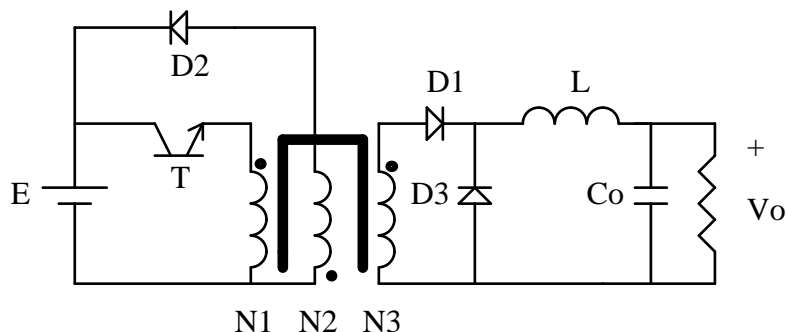


Figura 5.23 Conversor “forward”

Para garantir a desmagnetização do núcleo a cada ciclo o conversor opera sempre no modo descontínuo.

Existe um máximo ciclo de trabalho que garante a desmagnetização do transformador (tensão média nula), o qual depende da relação de espiras existente. A figura 5.24 mostra o circuito equivalente no intervalo de desmagnetização.

A tensão total nos enrolamentos N1 e N2, chamada de V_p , é:

$$V_a = \frac{E(N_1 + N_2)}{N_1} \qquad V_b = \frac{E(N_1 + N_2)}{N_2} \tag{5.57}$$

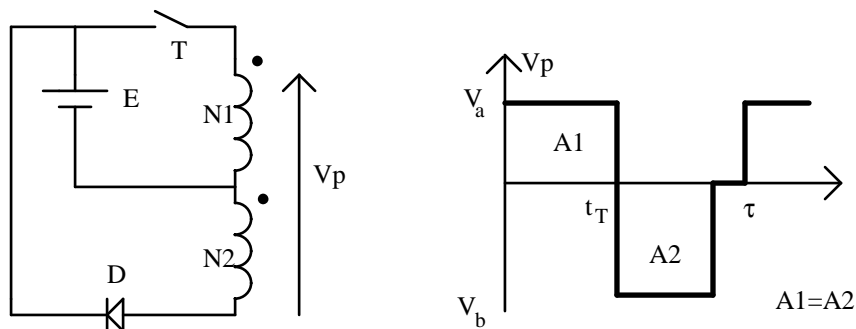


Figura 5.24 Forma de onda no enrolamento de “primário”.

Outra possibilidade, que prescinde do enrolamento de desmagnetização, é a introdução de um diodo zener no secundário, pelo qual circula a corrente no momento do desligamento de T. Esta solução, mostrada na figura 5.25, no entanto, provoca uma perda de energia sobre o zener, além de limitar o ciclo de trabalho em função da tensão.

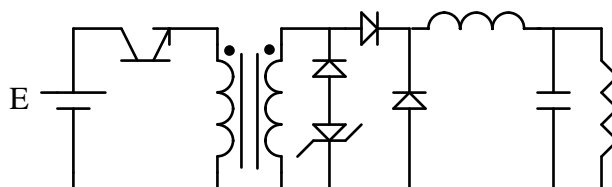


Figura 5.25 Conversor “forward” com desmagnetização por diodo zener.

5.7.5 Conversor “push-pull”

O conversor “push-pull” é, na verdade, um arranjo de 2 conversores “forward”, trabalhando em contra-fase, conforme mostrado na figura 5.26.

Quando T1 conduz (considerando as polaridades dos enrolamentos), nos secundários aparecem tensões como as indicadas na figura 5.27. Neste intervalo D1 não conduz e D2 conduz, mantendo nulo o fluxo no transformador (desconsiderando a magnetização).

Note que no intervalo entre as conduções dos transistores, os diodos D1 e D2 conduzem simultaneamente (no instante em que T1 é desligado, o fluxo nulo é garantido pela condução de ambos os diodos, cada um conduzindo metade da corrente), atuando como diodos de livre-circulação e curto-circuitando o secundário do transformador.

A tensão de saída é dada por:

$$V_o = \frac{2 \cdot \delta \cdot E}{n} \tag{5.58}$$

O ciclo de trabalho deve ser menor que 0,5 de modo a evitar a condução simultânea dos transistores. n é a relação de espiras do transformador.

Os transistores devem suportar uma tensão com o dobro do valor da tensão de entrada. Outro problema deste circuito refere-se à possibilidade de saturação do transformador caso a condução dos transistores não seja idêntica (o que garante uma tensão média nula aplicada ao primário). A figura 5.27 mostra algumas formas de onda do conversor.

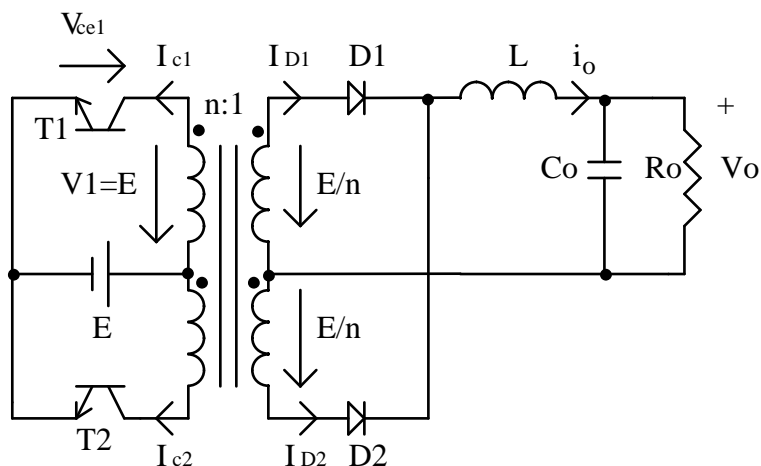


Figura 5.26 Conversor “push-pull”.

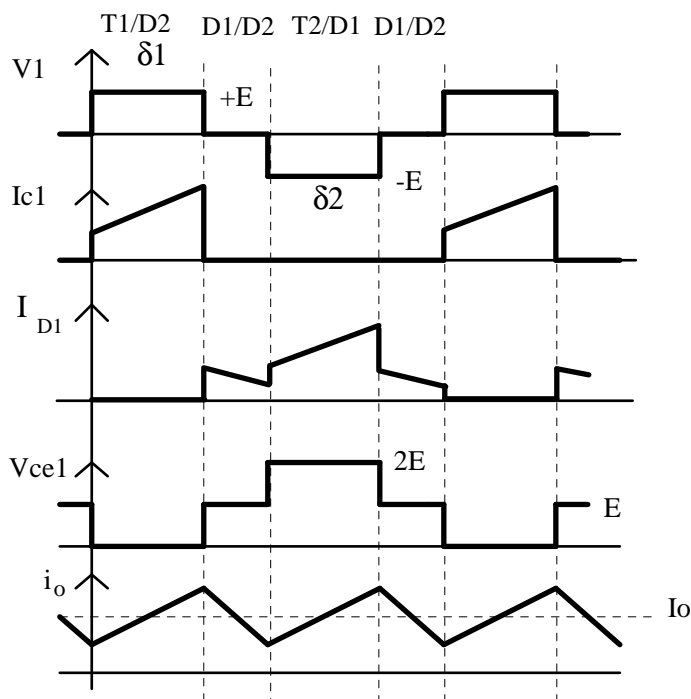


Figura 5.27 Formas de onda do conversor “push-pull”.

5.7.5.1 Conversor em meia-ponte

Uma alteração no circuito que permite contornar ambos inconvenientes do conversor “push-pull” leva ao conversor com topologia em 1/2 ponte, mostrado na figura 5.28. Neste caso cria-se um ponto médio na alimentação, por meio de um divisor capacitivo, o que faz com que os transistores tenham que suportar 50% da tensão do caso anterior, embora a corrente seja o dobro. O uso de um capacitor de desacoplamento garante uma tensão média nula no primário do transformador. Este capacitor deve ser escolhido de modo a evitar ressonância com o indutor de saída e, ainda, para que sobre ele não recaia uma tensão maior que um pequeno percentual da tensão de alimentação (durante a condução de cada transistor).

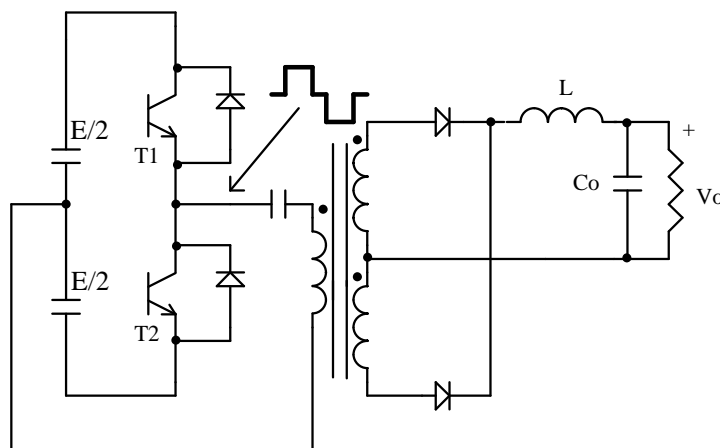


Figura 5.28 Conversor em meia-ponte

5.7.5.2 Conversor em ponte completa

Pode-se obter o mesmo desempenho do conversor em 1/2 ponte, sem o problema da maior corrente pelo transistor, com o conversor em ponte completa. O preço é o uso de 4 transistores, como mostrado na figura 5.29.

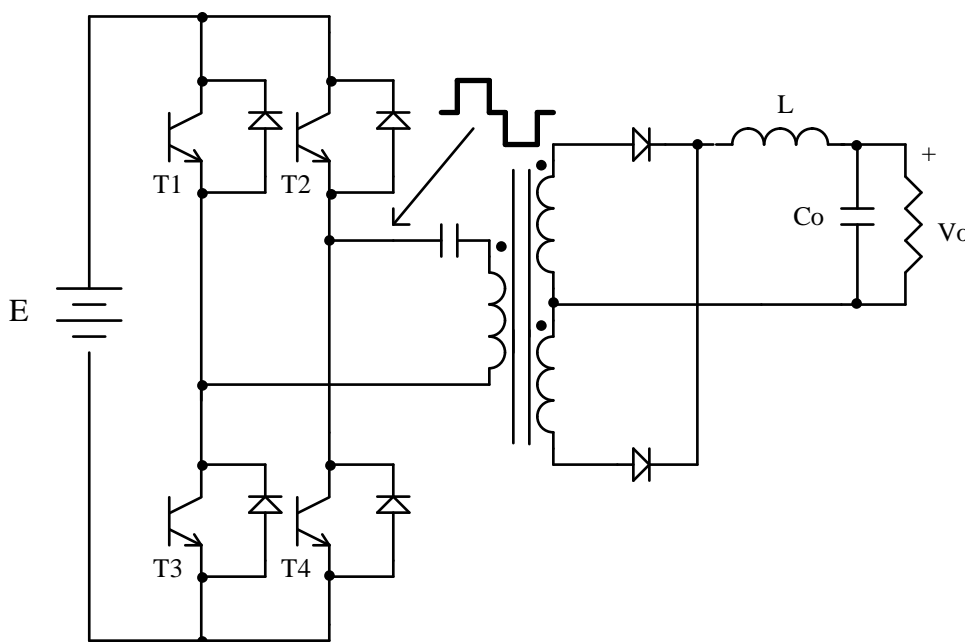


Figura 5.29 Conversor em ponte completa.

5.8 Consideração sobre a máxima tensão de saída no conversor elevador de tensão

Pelas funções indicadas anteriormente, tanto para o conversor elevador de tensão quanto para o abaixador-elevador (e para o Ćuk, SEPIC e Zeta), quando o ciclo de trabalho tende à unidade, a tensão de saída tende a infinito. Nos circuitos reais, no entanto, isto não ocorre, uma vez que as quedas de tensão presentes nos componentes, especialmente nas chaves, na fonte de entrada e nos indutores, produzem perdas. Tais perdas, à medida que aumenta a corrente, tornam-se mais elevadas, reduzindo o rendimento do conversor. As curvas de $V_o \times \delta$ se alteram e passam a apresentar um ponto de máximo, o qual depende das perdas do circuito.

A figura 5.30 mostra a curva da tensão de saída normalizada em função da largura do pulso para o conversor elevador de tensão.

Se considerarmos as perdas relativas ao indutor e à fonte de entrada, podemos redesenhar o circuito como mostrado na figura 5.31.

Para tal circuito, a tensão disponível para alimentação do conversor se torna $(E - V_r)$, podendo-se prosseguir a análise a partir desta nova tensão de entrada. A hipótese é que a ondulação da corrente pelo indutor é desprezível, de modo a se poder supor V_r constante.

O objetivo é obter uma nova expressão para V_o , em função apenas do ciclo de trabalho e das resistências de carga e de entrada. O resultado está mostrado na figura 5.32.

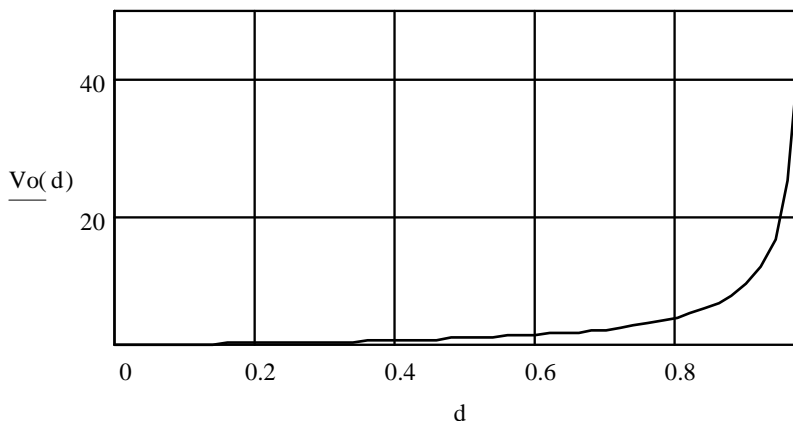


Figura 5.30 Característica estática de conversor elevador de tensão no modo contínuo.

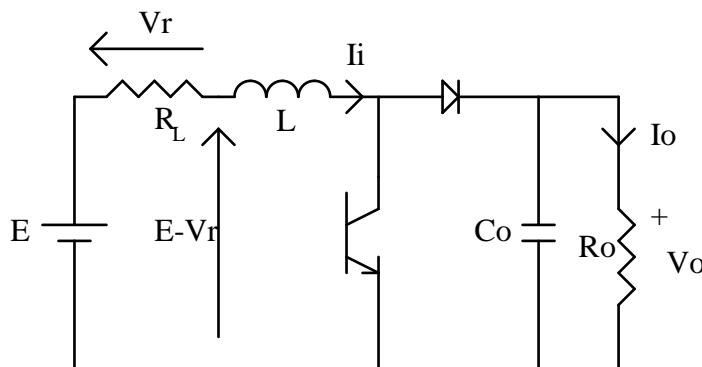


Figura 5.31 Conversor elevador de tensão considerando a resistência do indutor.

$$V_o = \frac{E - V_r}{1 - \delta} \tag{5.59}$$

$$V_r = R_L \cdot I_i \tag{5.60}$$

$$V_o = R_o \cdot I_o$$

$$I_o = I_i \cdot (1 - \delta) \tag{5.61}$$

$$V_r = \frac{R_L \cdot I_o}{1 - \delta} = \frac{R_L \cdot V_o}{(1 - \delta) \cdot R_o} \tag{5.62}$$

$$V_o = \frac{E - \frac{R_L \cdot V_o}{(1-\delta) \cdot R_o}}{1-\delta} = \frac{E}{1-\delta} - \frac{R_L \cdot V_o}{R_o \cdot (1-\delta)^2} \quad (5.63)$$

$$\frac{V_o}{E} = \frac{1-\delta}{(1-\delta)^2 + \frac{R_L}{R_o}} \quad (5.64)$$

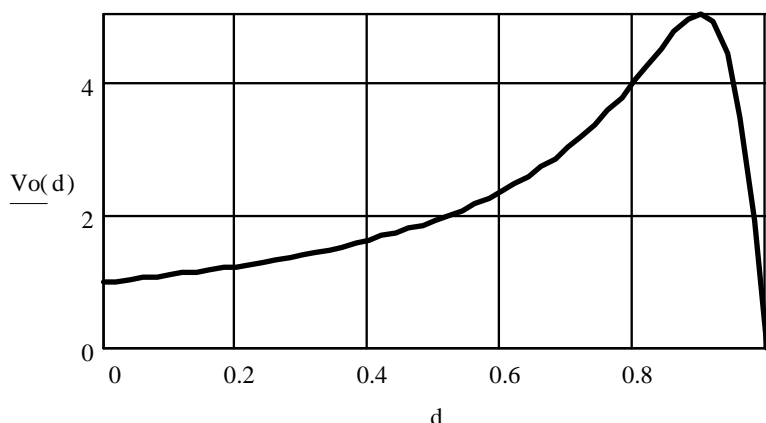


Figura 5.32 Característica estática de conversor elevador de tensão, no modo contínuo, considerando as perdas devido ao indutor.

5.9 Referências Bibliográficas

N. Mohan, T. M. Undeland and W. P. Robbins: “Power Electronics: Converters, Applications and Design”. John Wiley & Sons, 2nd Edition, 1994.

G. Chrysis: “High Frequency Switching Power Supplies: Theory and design”. McGraw-Hill, New York, 1984.

R. D. Middlebrook and S. Čuk: “Advances in Switched-Mode Power Conversion”, TESLACO, Pasadena, USA, 1981.

E. R. Hnatek: “Design of Solid State Power Supplies”. Van Nostrand Reinhold, New York, 3rd Edition, 1989.