

### 3. 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 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.

#### 3.1 Conversor abaixador de tensão (step-down ou buck): $V_o < E$

A tensão de entrada ( $E$ ) é recortada pela chave  $T$ . Considere-se  $V_o$  praticamente constante, por uma ação de filtragem suficientemente eficaz do capacitor de saída. Assim, a corrente pela carga ( $R_o$ ) tem ondulação desprezível, possuindo apenas um nível contínuo. A figura 3.1 mostra a topologia.

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

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, suprimindo a diferença a fim de manter constante a corrente da carga (já que estamos supondo constante a tensão  $V_o$ ). A tensão a ser suportada, tanto pelo transistor quanto pelo diodo é igual à tensão de entrada,  $E$ .

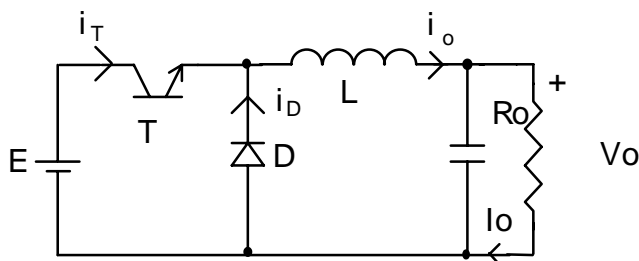


Figura 3.1 Conversor abaixador de tensão

Se a corrente pelo indutor não vai a zero durante a condução do diodo, diz-se que o circuito opera no modo contínuo. Caso contrário tem-se o modo descontínuo. Via de regra prefere-se operar no modo contínuo devido a haver, neste caso, uma relação bem determinada entre a largura de pulso e a tensão média de saída. A figura 3.2 mostra as formas de onda típicas de ambos os modos de operação.

##### 3.1.1 Modo contínuo

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 ideal, em regime, é nula, como mostrado na figura 3.3.

$$A_1 = A_2$$

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

(3.1)

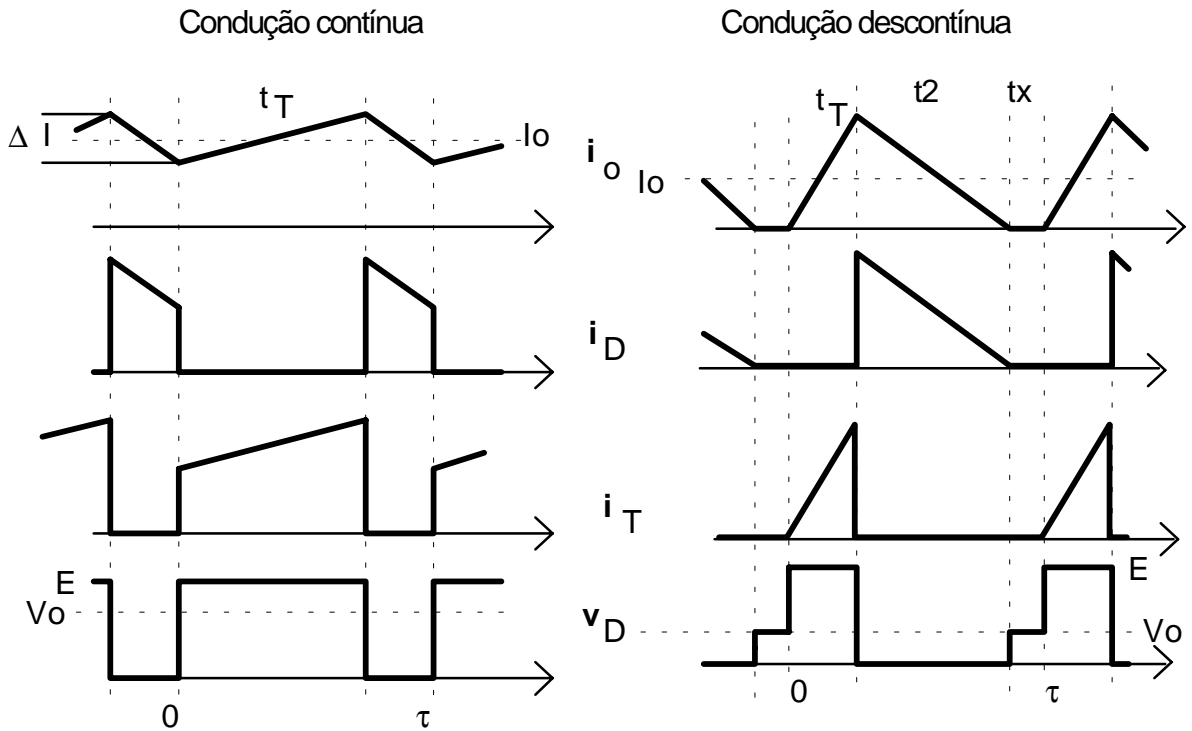


Figura 3.2 Formas de onda típicas nos modos de condução contínua e descontínua

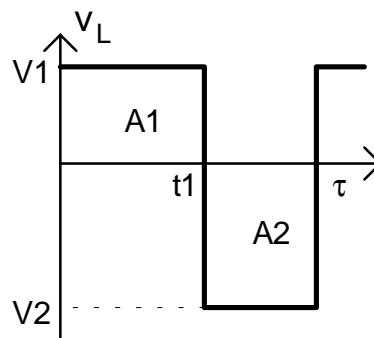


Figura 3.3 Tensão sobre uma indutância em regime.

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

$$(E - V_o) \cdot t_T = V_o \cdot (\tau - t_T)$$

$$\frac{V_o}{E} = \frac{t_T}{\tau} \equiv \delta \quad (3.2)$$

### 3.1.2 Modo descontínuo

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:

$$I_o = \frac{\Delta I_o}{2} = \frac{(E - V_o) \cdot t_T}{2 \cdot L} = \frac{(E - V_o) \cdot \delta \cdot \tau}{2 \cdot L} \quad (3.3)$$

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

$$(E - V_o) \cdot t_T = V_o \cdot (\tau - t_T - t_x) \quad (3.4)$$

$$\frac{V_o}{E} = \frac{\delta}{1 - t_x / \tau} \quad (3.5)$$

Escrevendo em termos de variáveis conhecidas, tem-se:

$$I_i = \frac{i_{o_{\max}} \cdot \delta}{2} \quad (\text{corrente média de entrada}) \quad (3.6)$$

$$i_{o_{\max}} = \frac{(E - V_o) \cdot t_T}{L} \quad (3.7)$$

Supondo a potência de entrada igual à potência de saída, chega-se a:

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

$$\frac{V_o}{E} = 1 - \frac{2 \cdot L \cdot I_i}{E \cdot \tau \cdot \delta^2} \quad (3.8)$$

$$V_o = \frac{E}{1 + \frac{2 \cdot L \cdot I_o}{E \cdot \tau \cdot \delta^2}} \quad ==> \quad \frac{V_o}{E} = \frac{E \cdot \tau \cdot \delta^2}{2 \cdot L \cdot I_o + E \cdot \tau \cdot \delta^2} \quad (3.9)$$

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

$$K = \frac{L \cdot I_o}{E \cdot \tau} \quad (3.10)$$

A relação saída/entrada pode ser reescrita como:

$$\frac{V_o}{E} = \frac{\delta^2}{\delta^2 + 2 \cdot K} \quad (3.11)$$

O ciclo de trabalho crítico, no qual há a passagem do modo de condução contínuo para o descontínuo é dado por:

$$\delta_{\text{crit}} = \frac{1 \pm \sqrt{1 - 8 \cdot K}}{2} \quad (3.12)$$

A figura 3.4 mostra a característica estática do conversor para diferentes valores de K. Na figura 3.5 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, ou seja, tem-se uma boa regulação, mesmo em malha aberta.

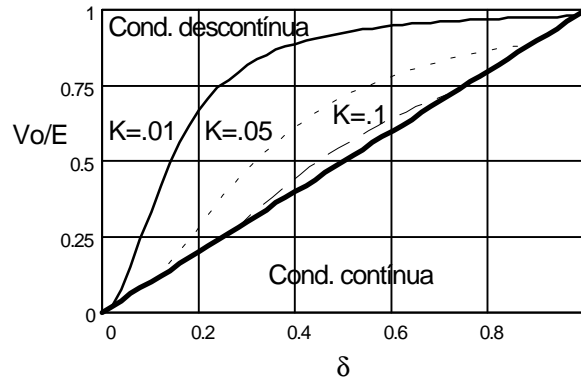


Figura 3.4 Característica de controle do conversor abaixador de tensão nos modos contínuo e descontínuo.

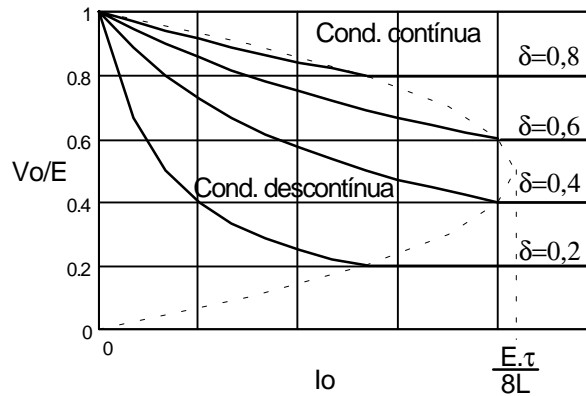


Figura 3.5 Característica de saída do conversor abaixador de tensão nos modos contínuo e descontínuo.

### 3.1.3 Dimensionamento de L e de C

Da condição limite entre o modo contínuo e o descontínuo ( $\Delta I = 2 \cdot I_{o_{\min}}$ ), tem-se:

$$I_{o_{\min}} = \frac{(E - V_o) \cdot \tau \cdot \delta}{2 \cdot L} \quad (3.14)$$

Se se deseja operar sempre no modo contínuo deve-se ter:

$$L_{\min} = \frac{E \cdot (1 - \delta) \cdot \delta \cdot \tau}{2 \cdot I_{o_{\min}}} \quad (3.15)$$

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  $\Delta V_o$ .

$$\Delta Q = \frac{1}{2} \cdot \left[ \frac{t_T}{2} + \frac{\tau - t_T}{2} \right] \cdot \frac{\Delta I}{2} = \frac{\tau \cdot \Delta I}{8} \quad (3.16)$$

A variação da corrente é:

$$\Delta I_o = \frac{(E - V_o) \cdot t_T}{L} = \frac{E \cdot \delta \cdot \tau \cdot (1 - \delta)}{L} \quad (3.17)$$

Observe que  $\Delta V_o$  não depende da corrente. Substituindo (3.13) em (3.12) tem-se:

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C_o} = \frac{\tau^2 \cdot E \cdot \delta \cdot (1 - \delta)}{8 \cdot L \cdot C_o} \quad (3.18)$$

Logo,

$$C_o = \frac{V_o \cdot (1 - \delta) \cdot \tau^2}{8 \cdot L \cdot \Delta V_o} \quad (3.19)$$

### 3.2 Conversor elevador de tensão (step-up ou boost): $V_o > E$

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 3.6 mostra esta topologia. A corrente de saída,  $I_o$ , é sempre descontínua, enquanto  $I_i$  (corrente de entrada) pode ser contínua ou descontínua. Tanto o diodo como o transistor devem suportar uma tensão igual à tensão de saída,  $V_o$ .

Também neste caso tem-se a operação no modo contínuo ou no descontínuo, considerando a corrente pelo indutor. As formas de onda são mostradas na figura 3.7.

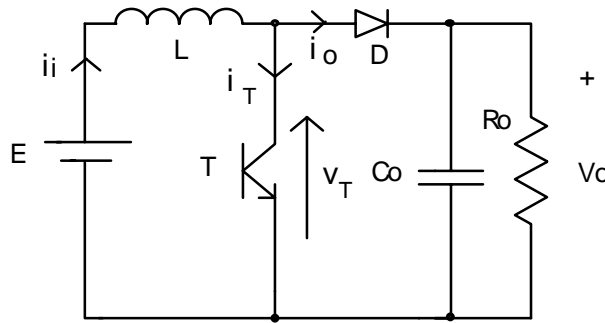


Figura 3.6 Conversor elevador de tensão

#### 3.2.1 Modo contínuo

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

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

$$\Delta I_i = \frac{E \cdot t_T}{L} = \frac{(V_o - E) \cdot (\tau - t_T)}{L} \quad (3.20)$$

$$V_o = \frac{E}{1 - \delta} \quad (3.21)$$

Embora, teoricamente, quando o ciclo de trabalho tende à unidade a tensão de saída tenda para infinito, 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.

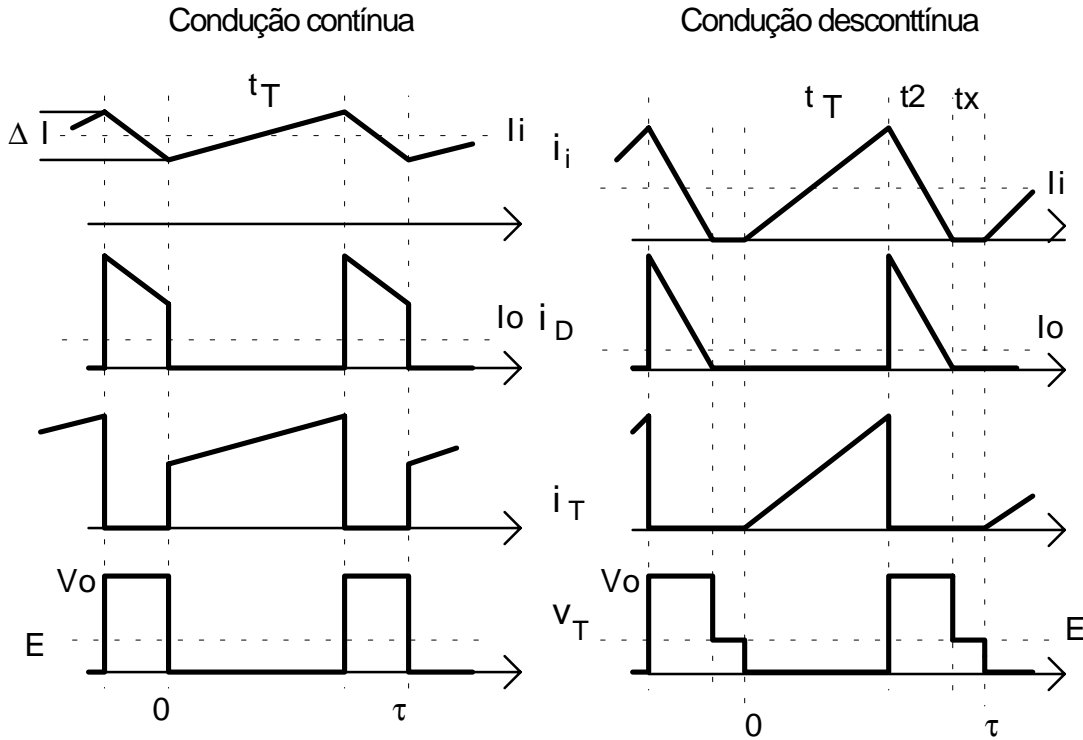


Figura 3.7 Formas de onda típicas de conversor boost com entrada CC

### 3.2.2 Modo descontinuo

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

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

$$V_o = E \cdot \frac{1 - t_x/\tau}{1 - \delta - t_x/\tau} \quad (3.22)$$

Escrevendo em termos de variáveis conhecidas, tem-se:

$$V_o = E + \frac{E^2 \cdot \tau \cdot \delta^2}{2 \cdot L \cdot I_o} \quad (3.23)$$

A relação saída/entrada pode ser reescrita como:

$$\frac{V_o}{E} = 1 + \frac{\delta^2}{2 \cdot K} \quad (3.24)$$

O ciclo de trabalho crítico, no qual há a passagem do modo de condução contínuo para o descontínuo é dado por:

$$\delta_{\text{crit}} = \frac{1 \pm \sqrt{1 - 8 \cdot K}}{2} \quad (3.25)$$

A figura 3.8 mostra a característica estática do conversor para diferentes valores de  $K$ . Na figura 3.9 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.

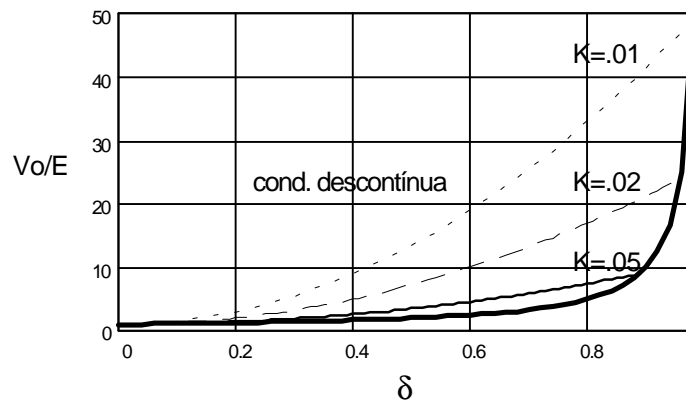


Figura 3.8 Característica estática do conversor elevador de tensão nos modos de condução contínuo e descontínuo, para diferentes valores de  $K$ .

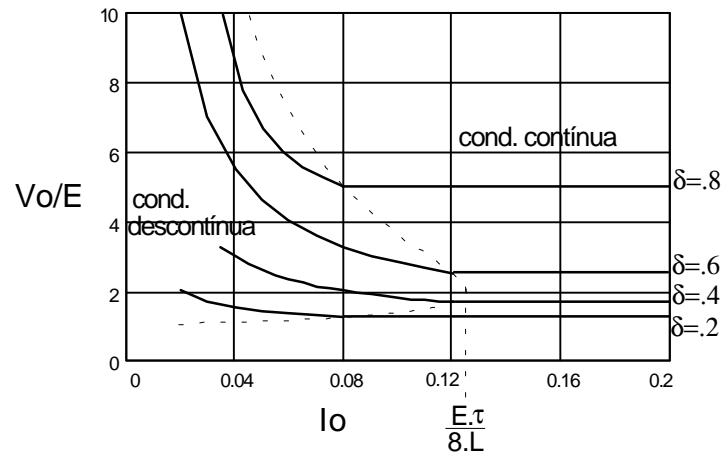


Figura 3.9 Característica de saída do conversor elevador de tensão, normalizada em relação a  $(E\tau/L)$

### 3.2.3 Dimensionamento de $L$ e de $C$

O limiar para a condução descontínua é dado por:

$$I_i = \frac{\Delta I_i}{2} = \frac{E \cdot t_T}{2 \cdot L} = \frac{V_o \cdot (1 - \delta) \cdot \delta \cdot \tau}{2 \cdot L} \quad (3.26)$$

$$I_o = \frac{\Delta i \cdot (\tau - t_T)}{2 \cdot \tau} = \frac{E \cdot \delta \cdot (1 - \delta) \cdot \tau}{2 \cdot L} \quad (3.27)$$

$$L_{\min} = \frac{E \cdot \delta \cdot (1 - \delta) \cdot \tau}{2 \cdot I_o(\min)} \quad (3.28)$$

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.

$$C_o = \frac{I_o(\max) \cdot \delta \cdot \tau}{\Delta V_o} \quad (3.29)$$

### 3.3 Conversor abaixador-elevador (buck-boost)

Neste conversor, a tensão de saída tem polaridade oposta à da tensão de entrada. A figura 3.10 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 tensão a ser suportada pelo diodo e pelo transistor é a soma das tensões de entrada e de saída,  $V_o + E$ .

A figura 3.11. mostra as formas de onda nos modos de condução contínua e descontínua (no indutor).

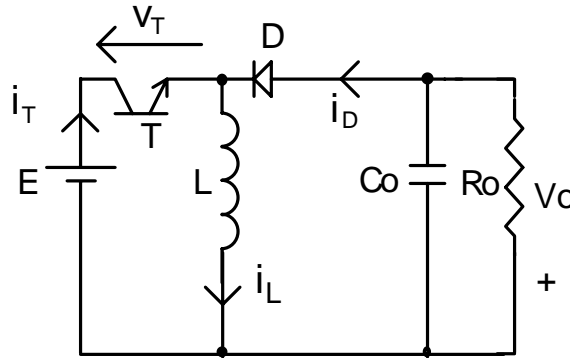


Figura 3.10 Conversor abaixador-elevador de tensão

#### 3.3.1 Modo contínuo (no indutor)

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

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

$$\frac{E \cdot t_T}{L} = \frac{V_o \cdot (\tau - t_T)}{L} \quad (3.30)$$

$$V_o = \frac{E \cdot \delta}{1 - \delta} \quad (3.31)$$



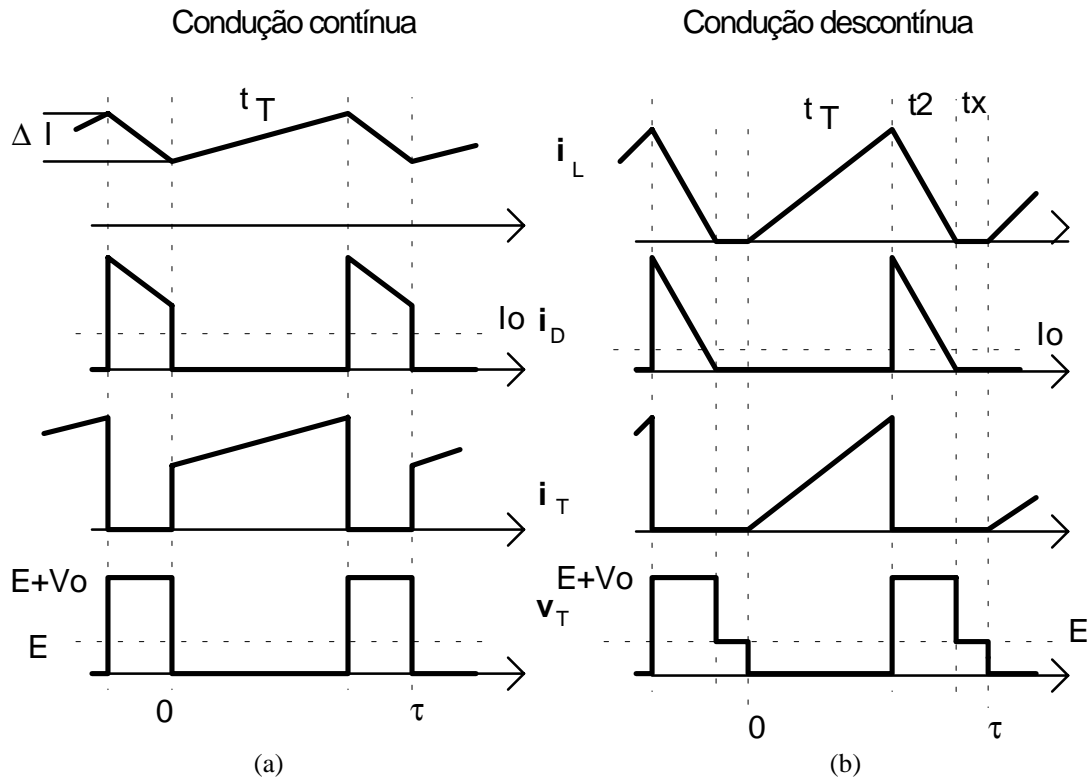


Figura 3.11 Formas de onda do conversor abaixador-elevador de tensão operando em condução contínua (a) e descontínua (b).

### 3.3.2 Modo descontínuo

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

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

$$V_o = \frac{E \cdot \delta}{1 - \delta - \frac{t_x}{\tau}} \quad (3.32)$$

Escrevendo em termos de variáveis conhecidas, tem-se:

A corrente máxima de entrada ocorre ao final do intervalo de condução do transistor:

$$I_{i_{\max}} = \frac{E \cdot t_T}{L} \quad (3.33)$$

Seu valor médio é:

$$I_i = \frac{I_{i_{\max}} \cdot t_T}{2 \cdot \tau} \quad (3.34)$$

Do balanço de potência tem-se:

$$I_i = \frac{I_o \cdot V_o}{E} \quad (3.35)$$

O que permite escrever:

$$V_o = \frac{E^2 \cdot \tau \cdot \delta^2}{2 \cdot L \cdot I_o} \quad (3.36)$$

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

$$P_o = \frac{E^2 \cdot \tau \cdot \delta^2}{2 \cdot L} \quad (3.37)$$

A relação saída/entrada pode ser reescrita como:

$$\frac{V_o}{E} = \frac{\delta^2}{2 \cdot K} \quad (3.38)$$

O ciclo de trabalho crítico, no qual há a passagem do modo de condução contínuo para o descontínuo é dado por:

$$\delta_{crit} = \frac{1 \pm \sqrt{1 - 8 \cdot K}}{2} \quad (3.39)$$

A figura 3.12 mostra a característica estática do conversor para diferentes valores de K.

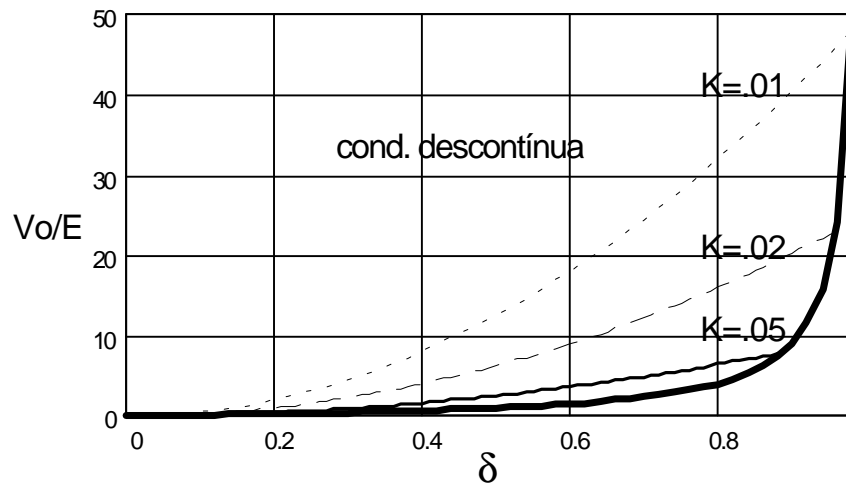


Figura 3.12 Característica estática do conversor abaixador-elevador de tensão nos modos de condução contínua e descontínua, para diferentes valores de K.

Na figura 3.13 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.

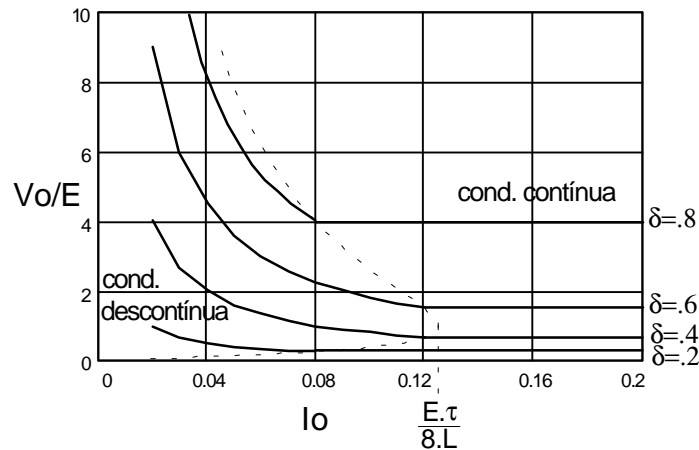


Figura 3.13 Característica de saída do conversor abaixador-elevador de tensão, normalizada em relação a  $(E \cdot \tau / L)$ .

### 3.3.3 Cálculo de L e de C

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

$$I_o = \frac{\Delta I_L \cdot (\tau - t_T)}{2 \cdot \tau} = \frac{V_o \cdot (\tau - t_T) \cdot (1 - \delta)}{2 \cdot L} = \frac{V_o \cdot \tau \cdot (1 - \delta)^2}{2 \cdot L} \quad (3.40)$$

$$L_{\min} = \frac{E \cdot \tau \cdot \delta \cdot (1 - \delta)}{2 \cdot I_o(\min)} \quad (3.41)$$

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.

$$C_o = \frac{I_o(\max) \cdot \tau \cdot \delta}{\Delta V_o} \quad (3.42)$$

### 3.4 Conversor Cuk

Diferentemente dos conversores anteriores, no conversor Cuk, cuja topologia é mostrada na figura 3.14, a transferência de energia da fonte para a carga é feita por meio de um capacitor, o que torna necessário o uso de um componente que suporte correntes relativamente elevadas.

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.

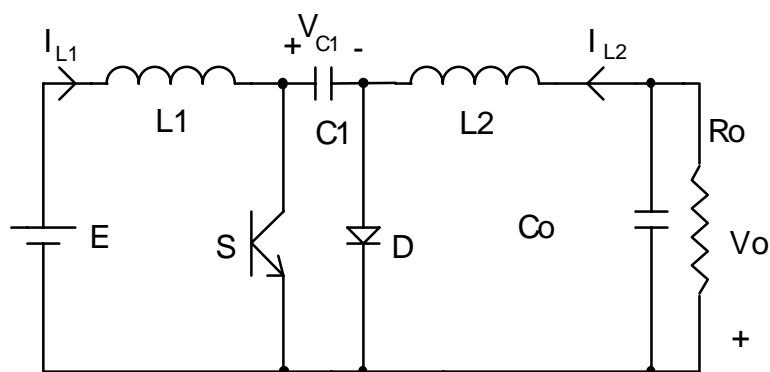


Figura 3.14 Conversor Cuk

Em regime, como as tensões médias sobre os indutores são nulas, tem-se:  $V_{C1} = E + V_o$ . Esta é a tensão a ser suportada pelo diodo e pelo transistor.

Com o transistor desligado,  $i_{L1}$  e  $i_{L2}$  fluem pelo diodo. C1 se carrega, recebendo energia de L1. A energia armazenada em L2 alimenta a carga.

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

A figura 3.15 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.

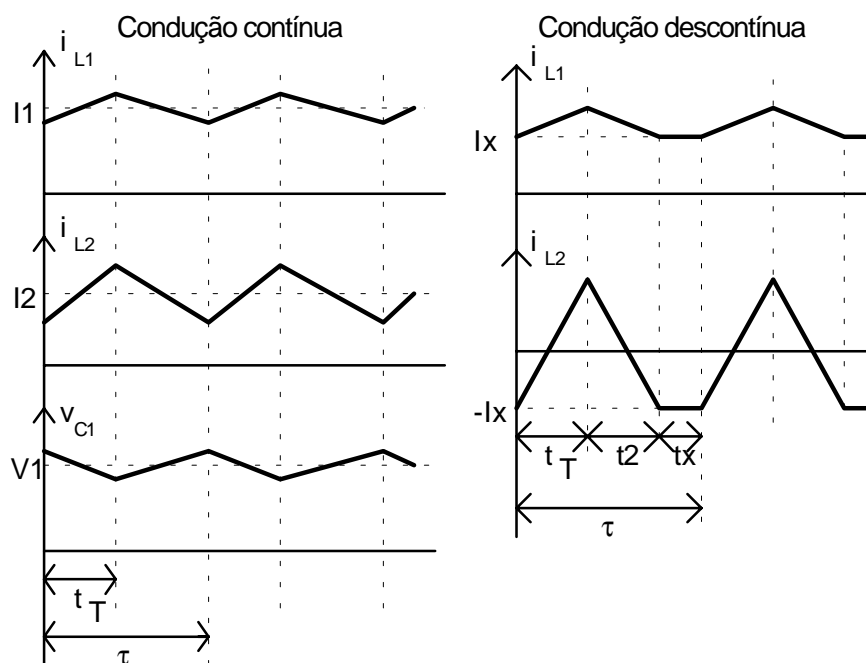


Figura 3.15. Formas de onda do conversor Cuk em condução contínua e descontínua

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

$$I_{L2} \cdot t_T = I_{L1} \cdot (\tau - t_T) \quad (3.43)$$

$$I_{L1} \cdot E = I_{L2} \cdot V_o \quad (3.44)$$

$$V_o = \frac{E \cdot \delta}{1 - \delta} \quad (3.45)$$

Uma vez que a característica estática do conversor Cuk é idêntica à do conversor abaixador-elevador de tensão, as mesmas curvas características apresentadas anteriormente são válidas também para esta topologia. A única alteração é que a indutância presente na expressão do parâmetro de descontinuidade  $K$  é dada pela associação em paralelo dos indutores  $L1$  e  $L2$ .

### 3.4.1 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 3.16 mostra a tensão no capacitor numa situação crítica.

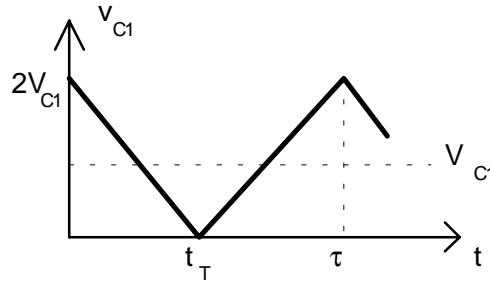


Figura 3.16. Tensão no capacitor intermediário numa situação crítica.

$$V_{C1} = E + V_o \quad (3.46)$$

No condição limite:

$$I_o = I_{L2} = C_1 \cdot \frac{2 \cdot (E + V_o)}{t_T} \quad (3.47)$$

$$C_{1min} = \frac{I_o(max) \cdot \delta \cdot (1 - \delta) \cdot \tau}{2 \cdot E} \quad (3.48)$$

### 3.4.2 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 3.17 mostra a corrente por  $L1$  numa situação crítica.

$$E = \frac{L1 \cdot I_{L1max}}{t_T} \quad (3.49)$$

$$I_i = I_{L1} = \frac{I_{L1max}}{2} \quad (3.50)$$

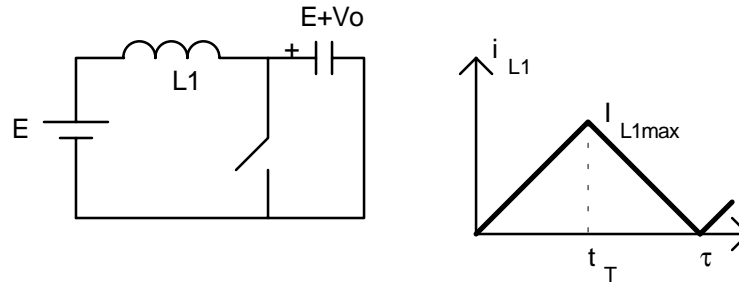


Figura 3.17 Corrente por L1 em situação crítica.

Quando T conduz:

$$L1 = \frac{E \cdot t_T}{2 \cdot I_i} \quad (3.51)$$

$$L1_{\min} = \frac{E \cdot \tau \cdot (1 - \delta)}{2 \cdot I_o(\min)} \quad (3.52)$$

### 3.4.3 Cálculo de L2

Analogamente à análise anterior, obtém-se para L2:

$$L2_{\min} = \frac{E \cdot \delta \cdot \tau}{2 \cdot I_o(\min)} \quad (3.53)$$

### 3.4.4 Cálculo de C (capacitor de saída)

Para uma corrente de saída contínua, o dimensionamento de C é idêntico ao realizado para o conversor abaixador de tensão

$$C_o = \frac{E \cdot \delta \cdot \tau^2}{8 \cdot L2 \cdot \Delta V_o} \quad (3.54)$$

## 3.5 Conversor SEPIC

O conversor SEPIC (Single Ended Primary Inductance Converter) é mostrado na figura 3.18.

Possui uma característica de transferência tipo abaixadora-elevadora de tensão. Diferentemente do conversor Cuk, a corrente de saída é pulsada. 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 trafo.

O funcionamento no modo descontínuo também é igual ao do conversor Cuk, ou seja, a corrente pelo diodo de saída se anula, de modo que as correntes pelas indutâncias se tornam iguais. A tensão a ser suportada pelo transistor e pelo diodo é igual a  $V_o + E$ .

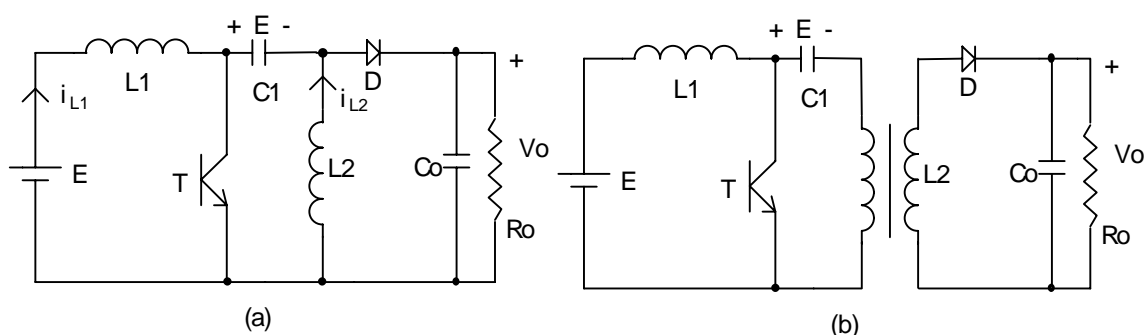


Figura 3.18 Topologia do conversor SEPIC não-isolado (a) e isolado (b).

### 3.6 Conversor Zeta

O conversor Zeta, cuja topologia está mostrada na figura 3.19, também possui uma característica abaixadora-elevadora de tensão. Na verdade, a diferença entre este conversor, o Cuk 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  $L_1$  pode ser a própria indutância de magnetização do transformador, 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. A tensão a ser suportada pelo transistor e pelo diodo é igual a  $V_o + E$ .

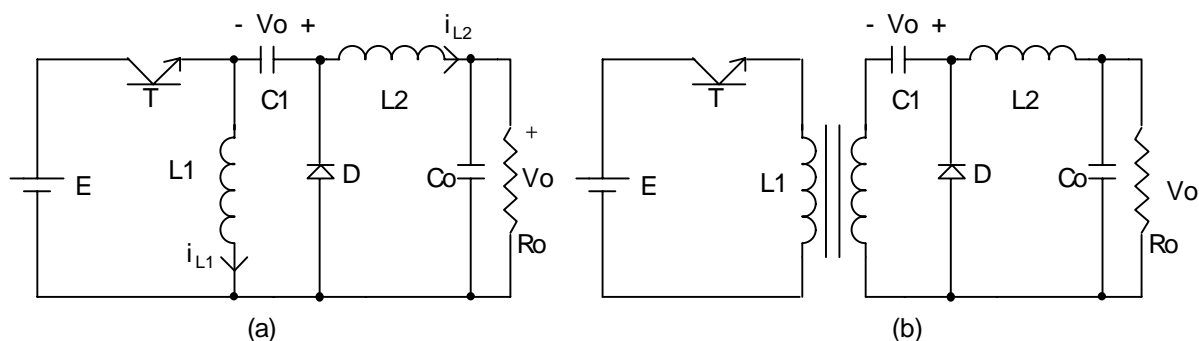


Figura 3.19 Topologia do conversor Zeta não-isolado (a) e isolado (b).

### 3.7 Conversores com isolação

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.

#### 3.7.1 Conversor Cuk

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 3.20 mostra o circuito. A tensão sobre o capacitor  $C_1$  é a própria tensão de entrada, enquanto sobre  $C_2$  tem-se a tensão de saída.

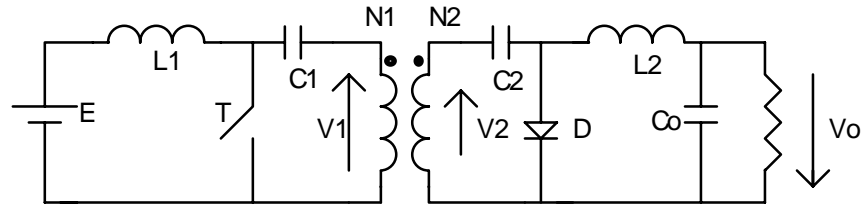


Figura 3.20. Conversor Cuk com isolamento

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

$$V_o = \frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{E \cdot \delta}{(1 - \delta)} \quad (3.55)$$

O balanço de carga deve se verificar para C1 e C2. Com  $N_1=N_2$ ,  $C_1=C_2$ , tendo o dobro do valor obtido pelo método de cálculo indicado anteriormente no circuito sem isolamento. Para outras relações de transformação deve-se obedecer a  $N_1.C_1=N_2.C_2$ , ou  $V_1.C_1=V_2.C_2$ .

Note que quando T conduz a tensão em N1 é  $V_{C1}=E$  (em N2 tem-se  $V_{C1}.N_2/N_1$ ). Quando D conduz, a tensão em N2 é  $V_{C2}=V_o$  (em N1 tem-se  $V_{C2}.N_1/N_2$ ). A corrente pelos enrolamentos não possui nível contínuo e o dispositivo comporta-se, efetivamente, como um transformador.

### 3.7.2 Conversor fly-back (derivado do abaixador-elevador)

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 3.21 mostra o circuito.

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

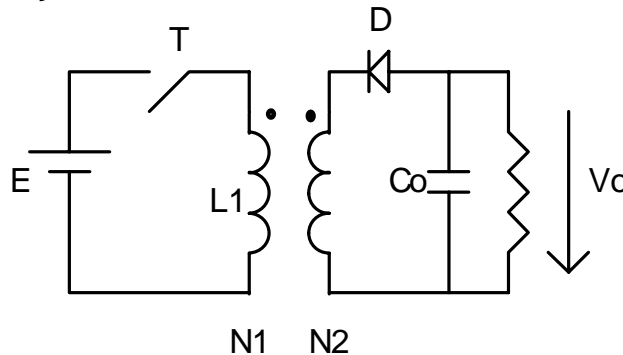


Figura 3.21 Conversor fly-back

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

$$V_o = \frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{E \cdot \delta}{(1 - \delta)} \quad (3.56)$$



### 3.7.3 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 e ocorre um retorno de energia para a fonte. A figura 3.22 mostra o circuito.

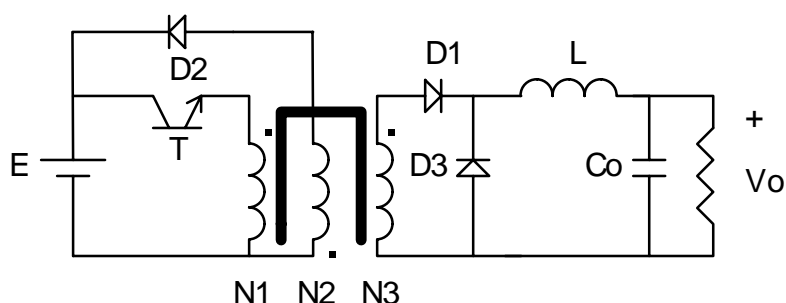


Figura 3.22 Conversor forward

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 3.23 mostra o circuito equivalente no intervalo de desmagnetização.

As tensões no enrolamento N1, respectivamente quando o transistor e o diodo D2 conduzem, são:

$$V_{N1} = E \quad 0 \leq t \leq t_T \quad \text{e} \quad V_{N1} = \frac{E \cdot N2}{N1} \quad t_T \leq t \leq t_2 \quad (3.57)$$

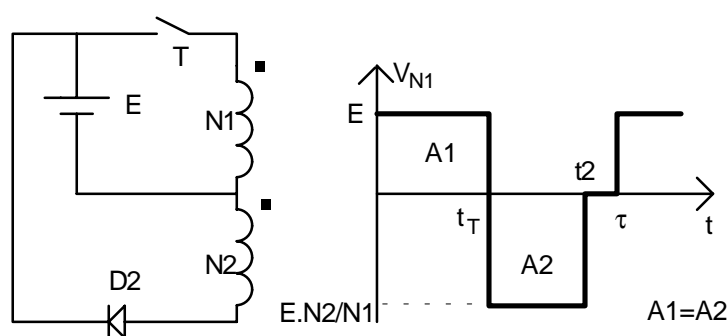


Figura 3.23. Forma de onda no enrolamento de N1.

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 3.24, no entanto, provoca uma perda de energia sobre o zener, além de limitar o ciclo de trabalho em função da tensão.

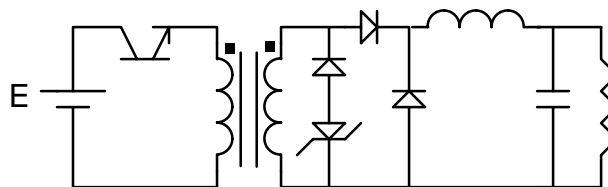


Figura 3.24 Conversor forward com desmagnetização por diodo zener.

### 3.7.4 Conversor push-pull

O conversor push-pull é, na verdade, um arranjo de 2 conversores forward, trabalhando em contra-fase, conforme mostrado na figura 3.25.

Quando T1 conduz (considerando as polaridades dos enrolamentos), nos secundários aparecem tensões como as indicadas na figura 3.26. D2 conduz simultaneamente, 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 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:

$$V_o = \frac{2 \cdot \delta \cdot E}{n} \quad (3.58)$$

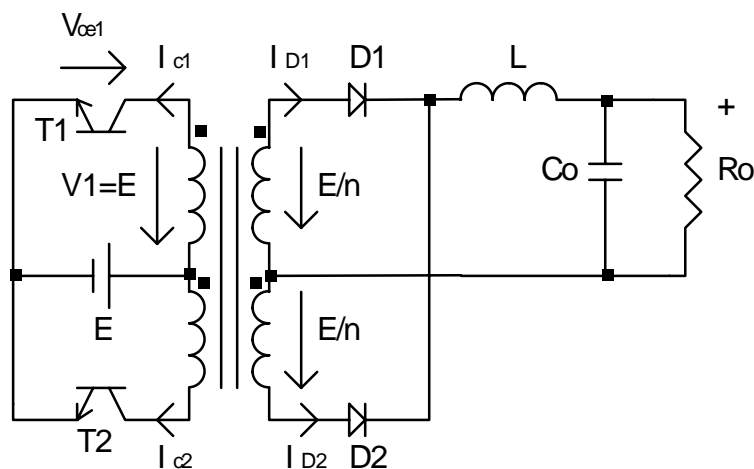


Figura 3.25. Conversor push-pull.

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 3.26 mostra algumas formas de onda do conversor.

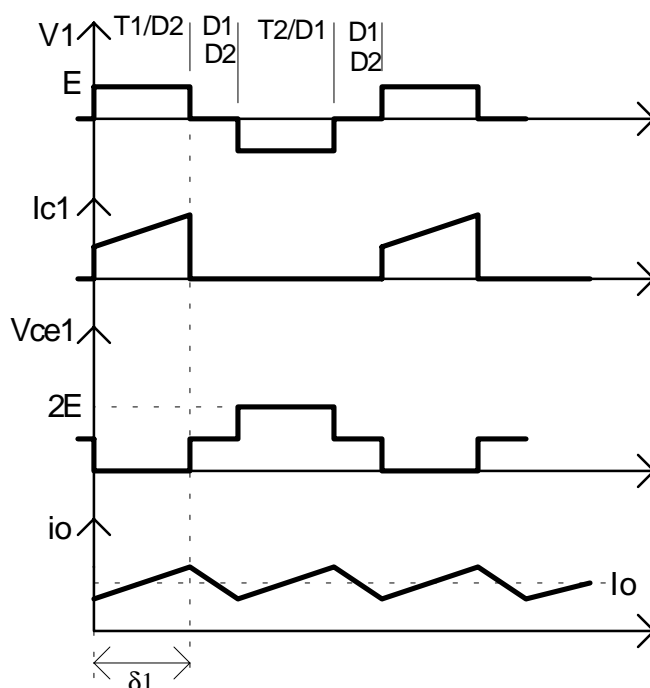


Figura 3.26 Formas de onda do conversor push-pull.

#### 3.7.4.1 Conversor em meia-ponte

Uma alteração no circuito que permite contornar ambos inconvenientes do conversor push-pull leva ao conversor com topologia em meia ponte, mostrado na figura 3.27. 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 alguns por cento da tensão de alimentação (durante a condução de cada transistor).

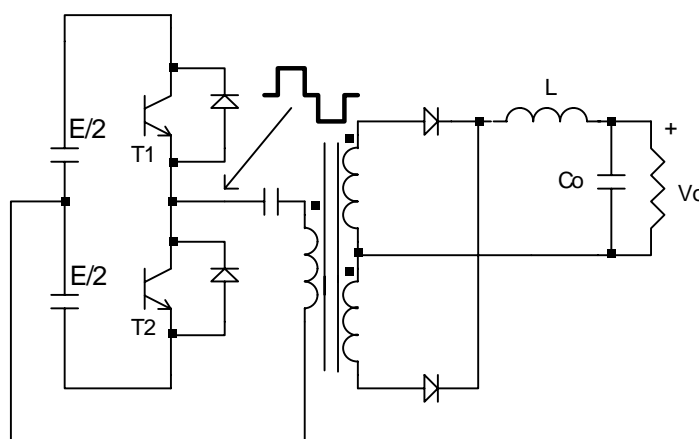


Figura 3.27 Conversor em meia-ponte

#### 3.7.4.2 Conversor em ponte completa

Pode-se obter o mesmo desempenho do conversor em meia 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 3.28.

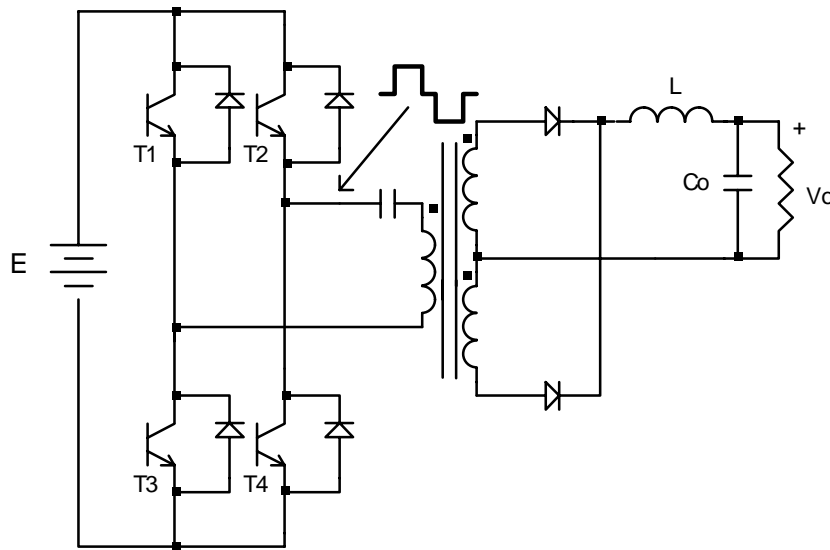


Figura 3.28 Conversor em ponte completa.

### 3.8 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 Cuk, 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 componentes resistivas presentes nos componentes, especialmente nas chaves, na fonte de entrada e nos indutores, produzem perdas. Tais perdas, à medida que aumenta a tensão de saída e, conseqüentemente, a corrente, tornam-se mais elevadas, reduzindo a eficiência 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 3.29 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 3.30.

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 3.31.

$$V_o = \frac{E - V_r}{1 - \delta} \quad (3.59)$$

$$V_r = R_L \cdot I_i \quad (3.60)$$

$$V_o = R_o \cdot I_o$$

$$I_o = I_i \cdot (1 - \delta) \quad (3.61)$$

$$V_r = \frac{R_L \cdot I_o}{1 - \delta} = \frac{R_L \cdot V_o}{(1 - \delta) \cdot R_o} \quad (3.62)$$

$$V_o = \frac{E - \frac{R_L \cdot V_o}{(1 - \delta) \cdot R_o}}{1 - \delta} = \frac{E}{1 - \delta} - \frac{R_L \cdot V_o}{R_o \cdot (1 - \delta)^2} \quad (3.63)$$

$$\frac{V_o}{E} = \frac{1 - \delta}{(1 - \delta)^2 + \frac{R_L}{R_o}} \quad (3.64)$$

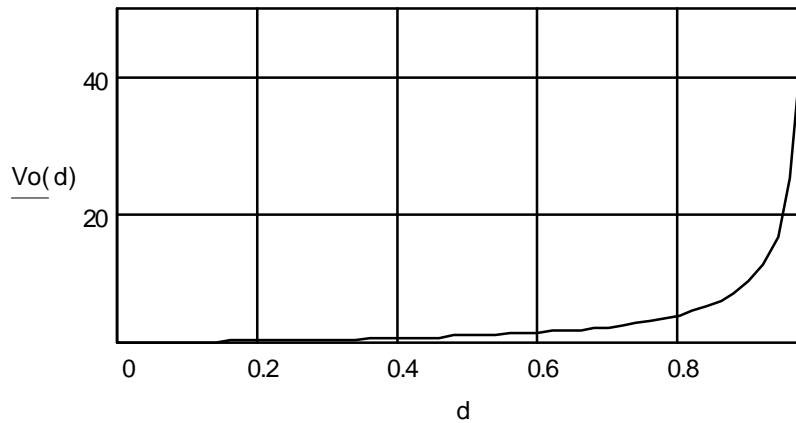


Figura 3.29 Característica estática de conversor elevador de tensão no modo contínuo.

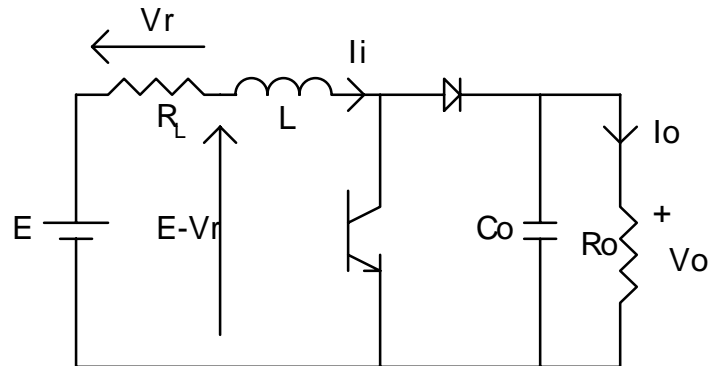


Figura 3.30. Conversor elevador de tensão considerando a resistência do indutor.

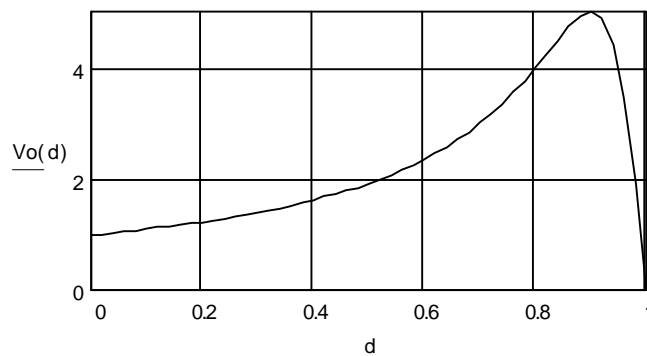


Figura 3.31. Característica estática de conversor elevador de tensão, no modo contínuo, considerando as perdas devido ao indutor.