

# 1 Topologias básicas de conversores CC-CC não-isolados

## 1.1 Princípios básicos

As análises que se seguem consideram

- Os conversores **não apresentam perdas de potência** (rendimento 100%).
- Os interruptores (transistores e diodos) são ideais: em condução, a queda de **tensão nula** e abertos, a **corrente é zero**.
- A **transição** de um estado a outro é **instantânea**.
- Existe um **filtro capacitivo na saída**, de modo a manter, sobre ele, uma **tensão estabilizada e de ondulação desprezível**.

Quando uma variação topológica (surgida em função da condução dos interruptores) provocar a conexão entre a fonte de entrada e um capacitor (ou entre dois capacitores), tal caminho **sempre** terá um elemento que limite a corrente. Este elemento, por razões de rendimento, será um **indutor**.

Os circuitos serão estudados considerando que os interruptores comutam a uma dada frequência (**período  $\tau$** ), com um **tempo de condução do transistor  $t_T$** . A relação  $\delta = t_T / \tau$  é chamada de **largura de pulso, ciclo de trabalho, razão cíclica (*duty-cycle*)**.

A obtenção das **características estáticas** (relação entre a tensão de saída e a tensão de entrada, por exemplo) é feita a partir da **imposição de condições de regime permanente**. Em geral esta análise será feita impondo-se a condição de que, em cada período de comutação, **a tensão média em um indutor é nula**, ou ainda de que a corrente média em um capacitor é nula.

## 1.2 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 1.1 mostra a topologia.

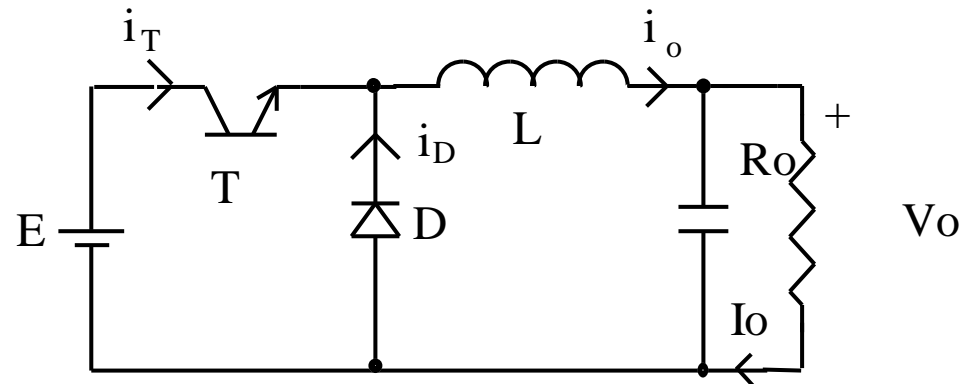


Figura 1.1 Conversor abaixador de tensão

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.

É usual operar no modo contínuo devido à relação bem determinada entre a largura de pulso e a tensão média de saída.

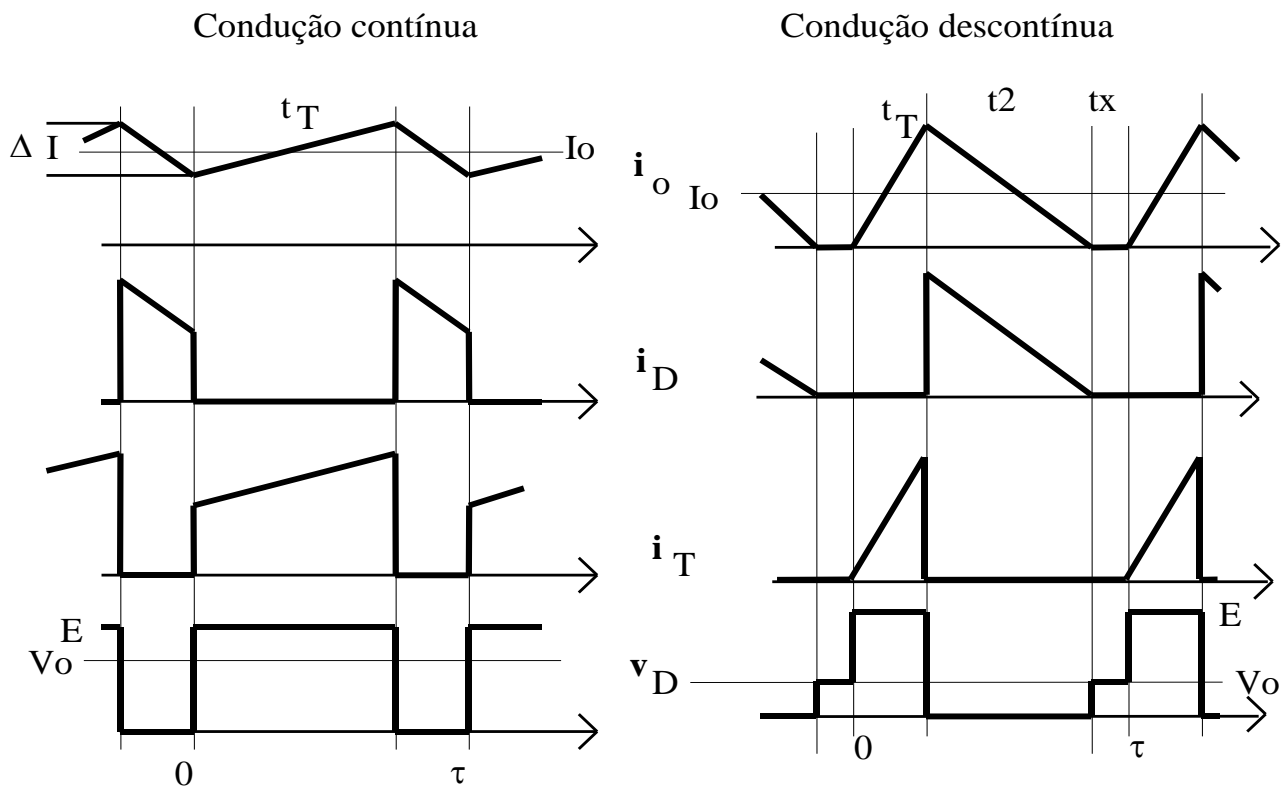


Figura 1.2 Formas de onda típicas nos modos de condução contínua e descontínua

### 1.2.1 Modo de condução contínua (MCC)

A relação entrada/saída pode ser obtida a partir do comportamento do elemento que transfere energia da entrada para a saída. Em RP (regime permanente) a tensão média sobre uma indutância ideal é nula.

$$A1 = A2$$

$$V_1 \cdot t_1 = V_2 \cdot (\tau - t_1) \quad (1.1)$$

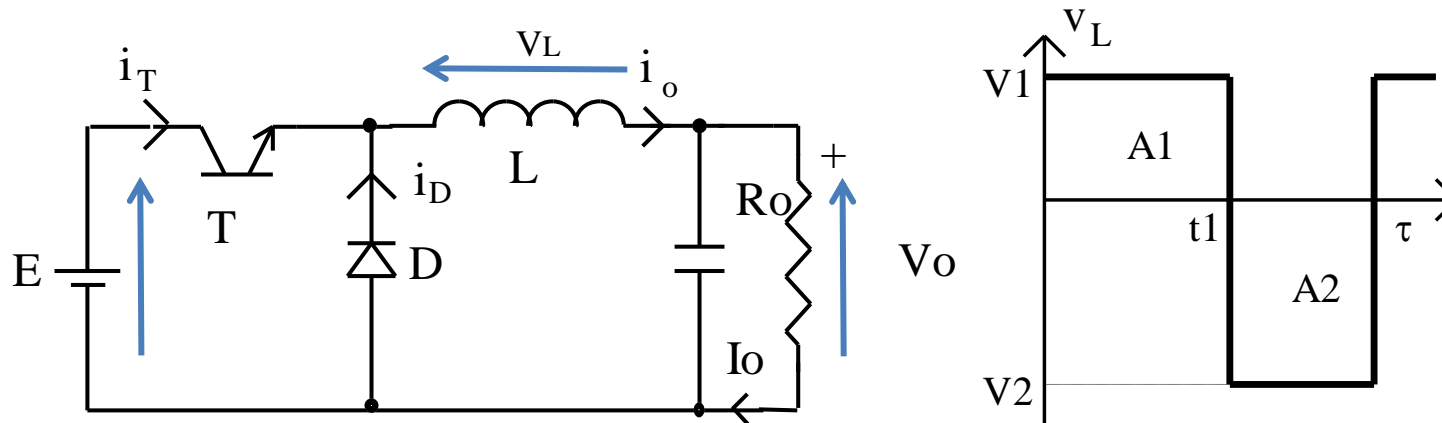


Figura 1.3 Circuito e tensão sobre uma indutância em regime.

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

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

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

ou seja:

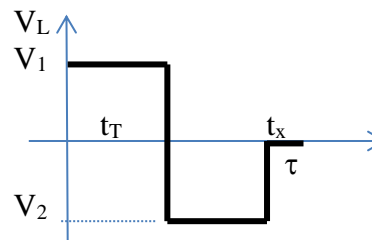
$$\mathbf{V_o = E \cdot \delta} \quad (1.2)$$

### 1.2.2 Modo de condução descontínua (MCD)

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:

$$I_o = \frac{\Delta i_o}{2} = \frac{(E - V_o) \cdot t_T}{2 \cdot L} = \frac{(E - V_o) \cdot \delta \cdot \tau}{2 \cdot L} \quad (1.3)$$

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



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

Escrevendo em termos de variáveis conhecidas, tem-se:

$$I_i = \frac{i_{o_{\max}} \cdot \delta}{2} \quad (\text{corrente média de entrada}) \quad (1.6)$$

$$i_{o_{\max}} = \frac{(E - V_o) \cdot t_T}{L} \quad (1.7)$$

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

$$\frac{V_o}{E} = \frac{I_i}{I_o} = \frac{i_{o_{\max}} \cdot \delta}{2 \cdot I_o} = \frac{(E - V_o) \cdot \delta^2 \cdot \tau}{2 \cdot I_o \cdot L} \quad (1.8)$$

$$\frac{V_o}{E} = 1 - \frac{2 \cdot L \cdot I_i}{E \cdot \tau \cdot \delta^2} \quad (1.9)$$

$$V_o = \frac{E}{1 + \frac{2 \cdot L \cdot I_o}{E \cdot \tau \cdot \delta^2}} \implies \frac{V_o}{E} = \frac{E \cdot \tau \cdot \delta^2}{2 \cdot L \cdot I_o + E \cdot \tau \cdot \delta^2} \quad (1.10)$$

Definindo o parâmetro K, que se relaciona com a descontinuidade, como sendo:  $K = \frac{L \cdot I_o}{E \cdot \tau}$  (1.11)

A relação saída/entrada pode ser reescrita como:  $\frac{V_o}{E} = \frac{\delta^2}{\delta^2 + 2 \cdot K}$  (1.12)

O ciclo de trabalho crítico, no qual há a passagem do MCC para o MCD é dado por:

$$\delta_{\text{crit}} = \frac{1 \pm \sqrt{1 - 8 \cdot K}}{2} \quad (1.13)$$

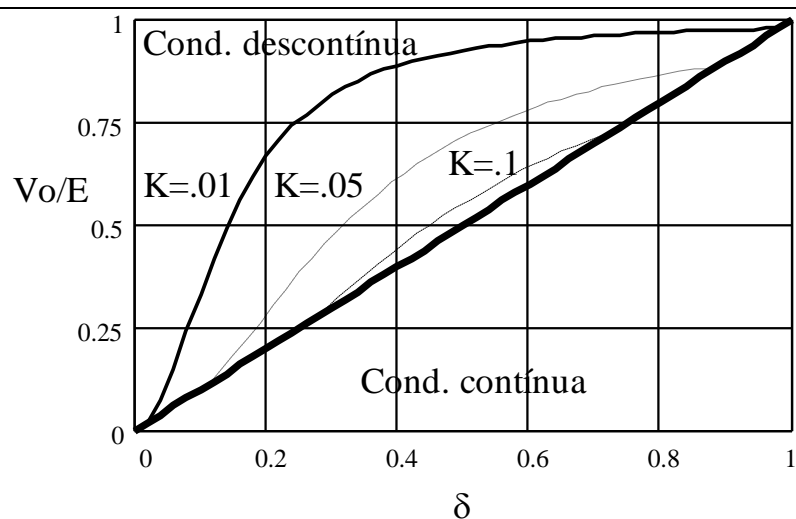


Figura 1.4 Característica de controle do conversor abaixador de tensão nos modos de condução contínua e descontínua.

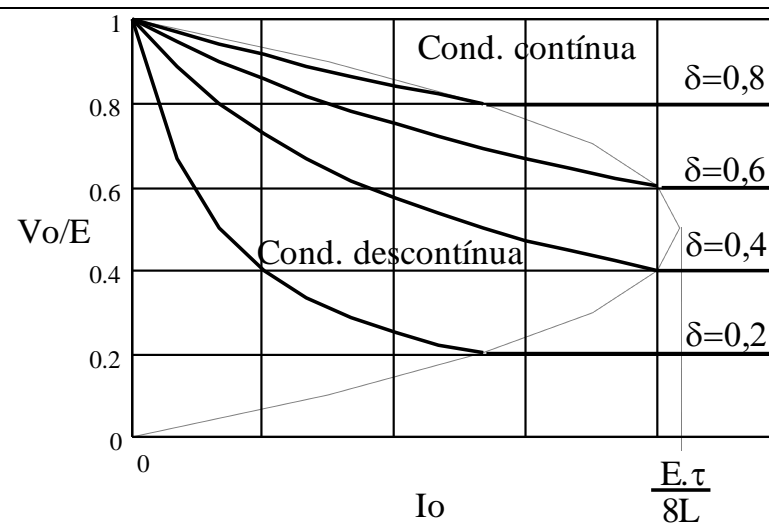


Figura 1.5 Característica de saída do conversor abaixador de tensão nos modos de condução contínua e descontínua.

### 1.2.3 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:

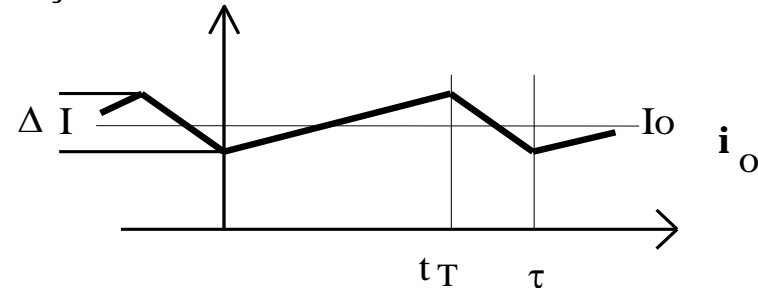
$$I_{o_{\min}} = \frac{(E - V_o) \cdot \tau \cdot \delta}{2 \cdot L} \quad (1.14)$$

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

$$L_{\min} = \frac{E \cdot (1 - \delta) \cdot \delta \cdot \tau}{2 \cdot I_{o_{\min}}} \quad (1.15)$$

Quanto ao capacitor de saída, este pode ser definido a partir da variação da tensão (*ripple*) admitida. 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  $\Delta V_o$ .

$$\Delta Q = \frac{1}{2} \cdot \left[ \frac{t_T}{2} + \frac{\tau - t_T}{2} \right] \cdot \frac{\Delta I}{2} = \frac{\tau \cdot \Delta I}{8} \quad (1.16)$$





A variação da corrente é:

$$\Delta I_o = \frac{(E - V_o) \cdot t_T}{L} = \frac{E \cdot \delta \cdot \tau \cdot (1 - \delta)}{L} \quad (1.17)$$

Observe que  $\Delta V_o$  não depende da corrente. Substituindo (1.17) em (1.16) tem-se:

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C_o} = \frac{\tau^2 \cdot E \cdot \delta \cdot (1 - \delta)}{8 \cdot L \cdot C_o} \quad (1.18)$$

Logo,

$$C_o = \frac{V_o \cdot (1 - \delta) \cdot \tau^2}{8 \cdot L \cdot \Delta V_o} \quad (1.19)$$

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

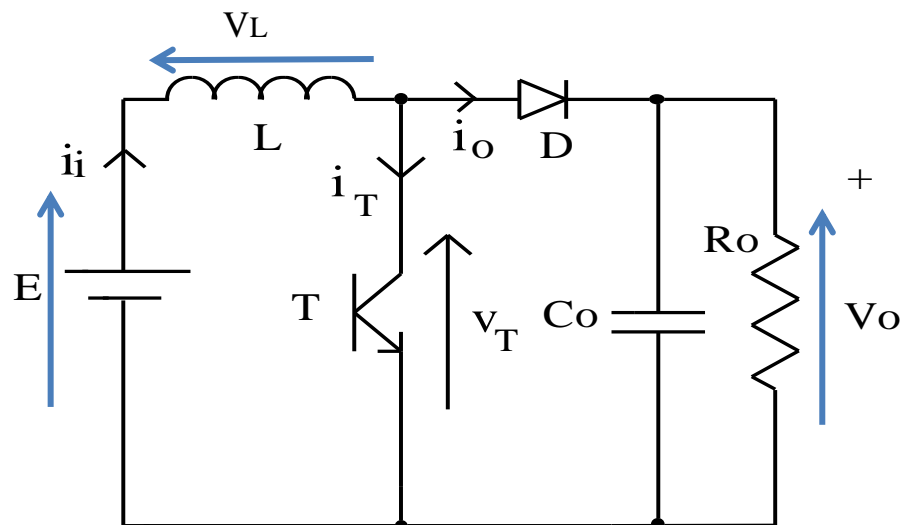


Figura 1.6 Conversor elevador de tensão

#### 1.3.1 Modo de condução contínua

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

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

$$\Delta i_L = \frac{E \cdot t_T}{L} = \frac{(V_o - E) \cdot (\tau - t_T)}{L} \quad (1.20)$$

$$V_o = \frac{E}{1 - \delta} \quad (1.21)$$

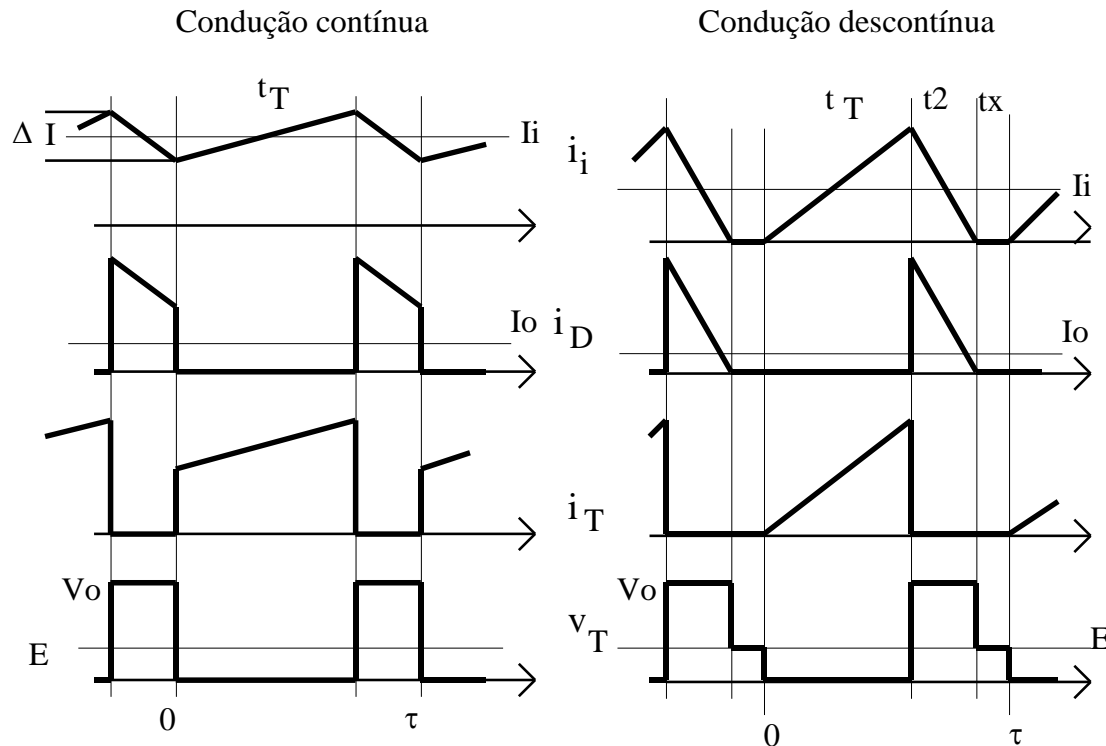
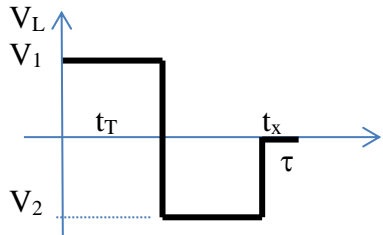


Figura 1.7 Formas de onda típicas de conversor *boost* com entrada CC

### 1.3.2 Modo de condução descontínua

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

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



$$V_o = E \cdot \frac{1 - t_x/\tau}{1 - \delta - t_x/\tau} \tag{1.22}$$

Escrevendo em termos de variáveis conhecidas, tem-se: 
$$V_o = E + \frac{E^2 \cdot \tau \cdot \delta^2}{2 \cdot L \cdot I_o} \quad (1.23)$$

A relação saída/entrada pode ser reescrita como: 
$$\frac{V_o}{E} = 1 + \frac{\delta^2}{2 \cdot K} \quad (1.24)$$

O ciclo de trabalho crítico, no qual há a passagem do MCC para o MCD é dado por:

$$\delta_{crit} = \frac{1 \pm \sqrt{1 - 8 \cdot K}}{2} \quad (1.25)$$

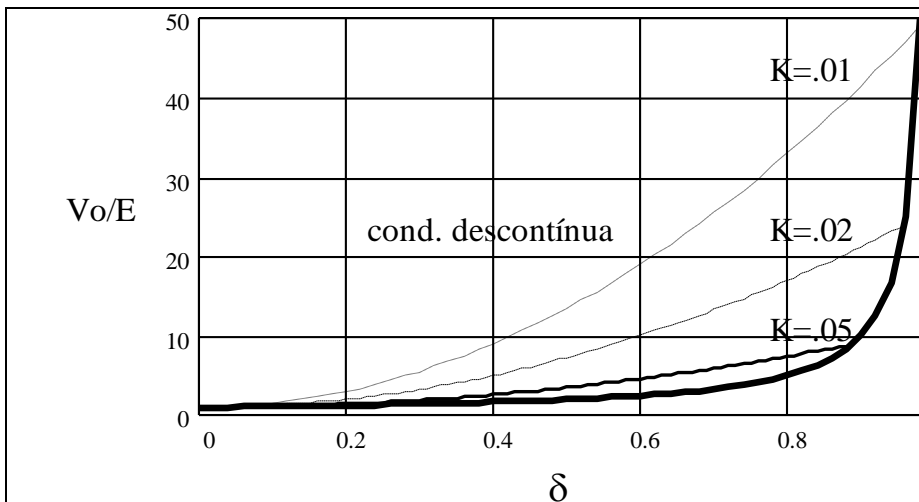


Figura 1.8 Característica estática do conversor elevador de tensão nos modos de condução contínua e descontínua, para diferentes valores de  $K$ .

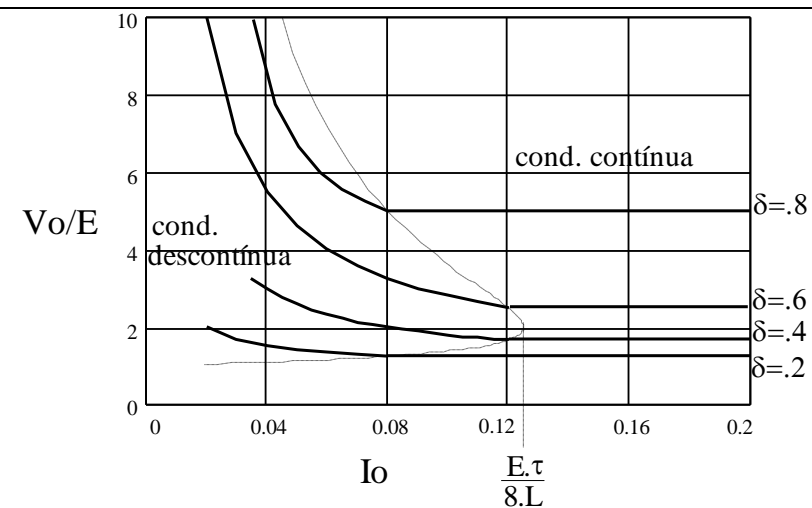


Figura 1.9 Característica de saída do conversor elevador de tensão, normalizada em relação a  $(E\tau/L)$

### 1.3.3 Dimensionamento de L e de C

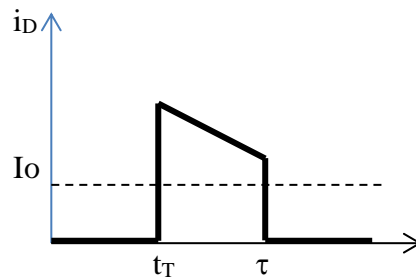
O limiar para a condução descontínua é dado por:

$$I_i = \frac{\Delta I_i}{2} = \frac{E \cdot t_T}{2 \cdot L} = \frac{V_O \cdot (1 - \delta) \cdot \delta \cdot \tau}{2 \cdot L} \quad (1.26)$$

$$I_o = \frac{\Delta I_i \cdot (\tau - t_T)}{2 \cdot \tau} = \frac{E \cdot \delta \cdot (1 - \delta) \cdot \tau}{2 \cdot L} \quad (1.27)$$

$$L_{\min} = \frac{E \cdot \delta \cdot (1 - \delta) \cdot \tau}{2 \cdot I_o(\min)} \quad (1.28)$$

Para o cálculo do capacitor deve-se considerar a forma de onda da corrente no diodo. 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.



$$C_o = \frac{I_o(\max) \cdot \delta \cdot \tau}{\Delta V_o} \quad (1.29)$$

## 1.4 Conversor abaixador-elevador de tensão (buck-boost)

Neste conversor, a tensão de saída tem polaridade oposta à da tensão de entrada.

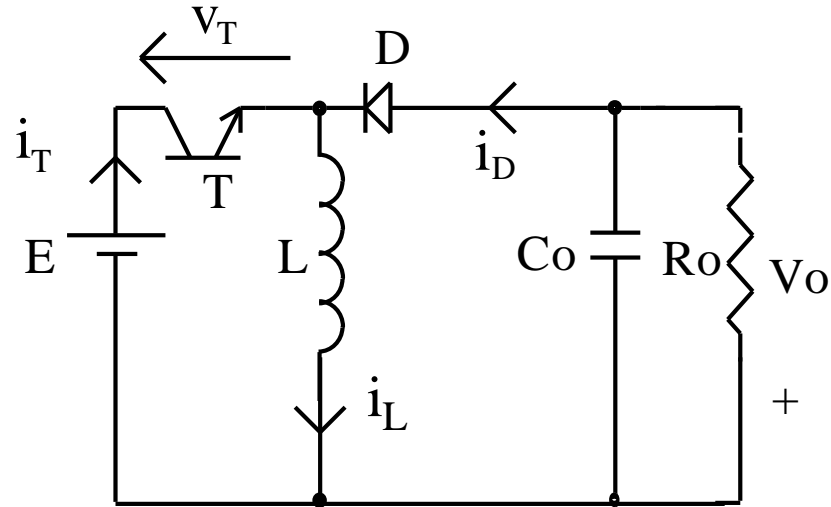


Figura 1.10 Conversor abaixador-elevador de tensão

### 1.4.1 Modo de condução contínua

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

$$\frac{E \cdot t_T}{L} = \frac{V_o \cdot (\tau - t_T)}{L} \quad \rightarrow \quad V_o = \frac{E \cdot \delta}{1 - \delta} \quad (1.31)$$

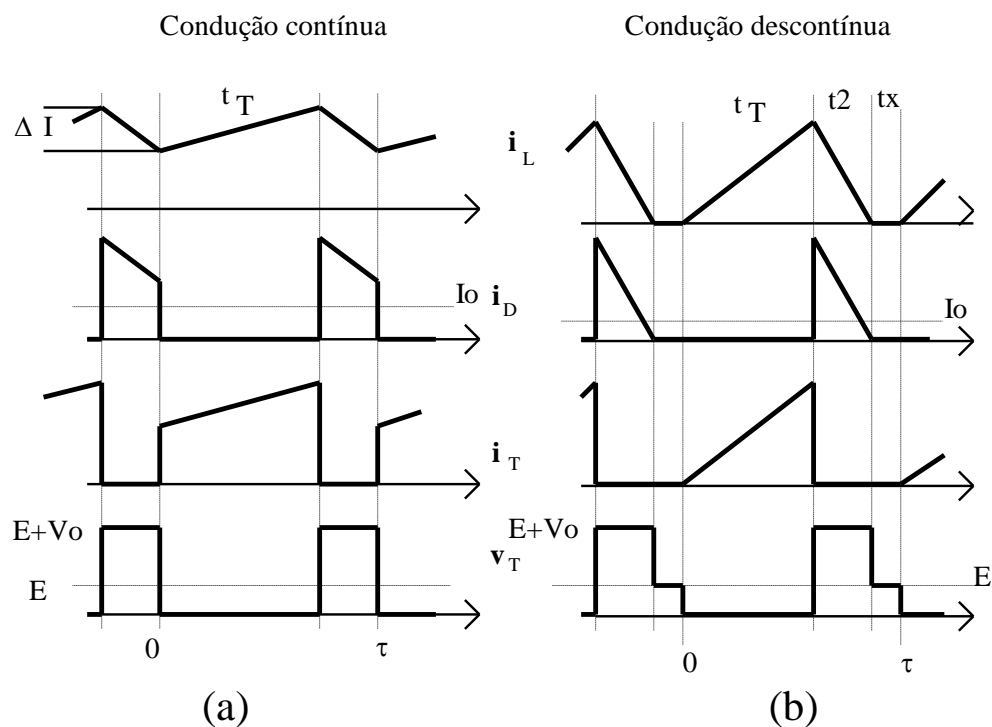
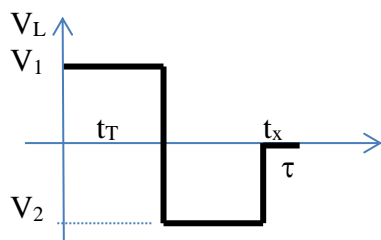


Figura 1.11 Formas de onda do conversor abaixador-elevador de tensão operando em condução contínua (a) e descontínua (b).

### 1.4.2 Modo de condução descontínua

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



$$V_O = \frac{E \cdot \delta}{1 - \delta - \frac{t_x}{\tau}} \quad (1.32)$$

Escrevendo em termos de variáveis conhecidas, e sabendo que a corrente máxima de entrada ocorre ao final do intervalo de condução do transistor:

$$I_{i_{\max}} = \frac{E \cdot t_T}{L} \quad (1.33)$$

Seu valor médio é:  $I_i = \frac{I_{i_{\max}} \cdot t_T}{2 \cdot \tau}$

Do balanço de potência tem-se:  $I_i = \frac{I_o \cdot V_o}{E}$

O que permite escrever:  $V_o = \frac{E^2 \cdot \tau \cdot \delta^2}{2 \cdot L \cdot I_o}$  (1.36)

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

$$P_o = \frac{E^2 \cdot \tau \cdot \delta^2}{2 \cdot L} \quad (1.37)$$

A relação saída/entrada pode ser reescrita como:  $\frac{V_o}{E} = \frac{\delta^2}{2 \cdot K}$  (1.38)



O ciclo de trabalho crítico, passagem do modo de condução contínuo para o descontínuo é dado por:

$$\delta_{\text{crit}} = \frac{1 \pm \sqrt{1 - 8 \cdot K}}{2} \quad (1.39)$$

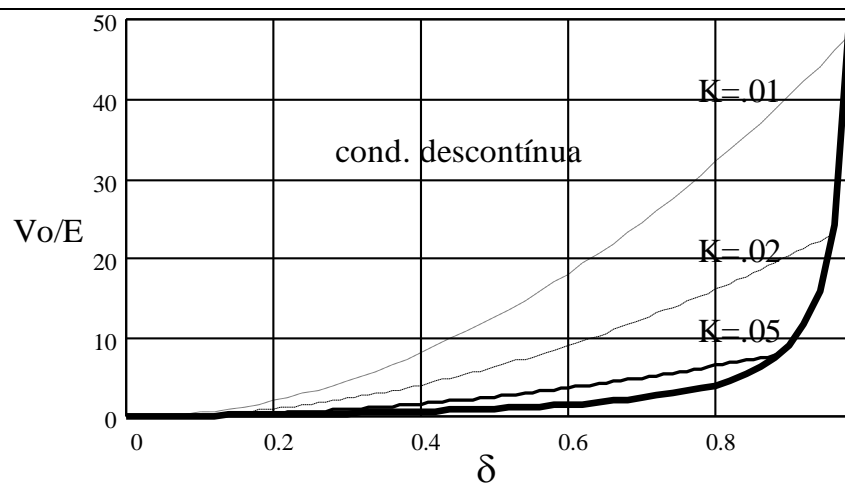


Figura 1.12 Característica estática do conversor abaixador-elevador de tensão nos modos de condução contínua e descontínua, para diferentes valores de  $K$ .

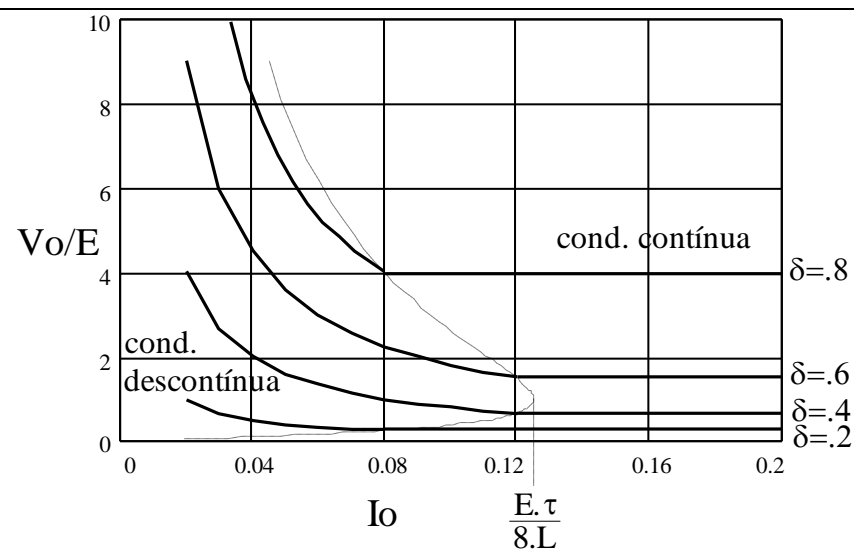


Figura 1.13 Característica de saída do conversor abaixador-elevador de tensão, normalizada em relação a  $(E \cdot \tau / L)$ .

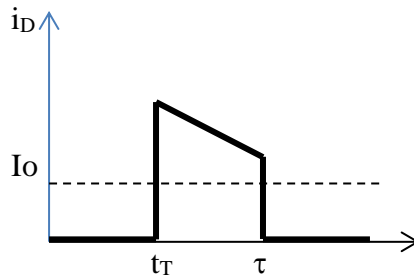
### 1.4.3 Cálculo de L e de C

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

$$I_O = \frac{\Delta I_L \cdot (\tau - t_T)}{2 \cdot \tau} = \frac{V_O \cdot (\tau - t_T) \cdot (1 - \delta)}{2 \cdot L} = \frac{V_O \cdot \tau \cdot (1 - \delta)^2}{2 \cdot L} \quad (1.40)$$

$$L_{\min} = \frac{E \cdot \tau \cdot \delta \cdot (1 - \delta)}{2 \cdot I_O(\min)} \quad (1.41)$$

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



$$C_O = \frac{I_O(\max) \cdot \tau \cdot \delta}{\Delta V_O} \quad (1.42)$$

## 1.5 Conversor Ćuk

No conversor Ćuk 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.
- A tensão de saída apresenta-se com polaridade invertida em relação à tensão de entrada.

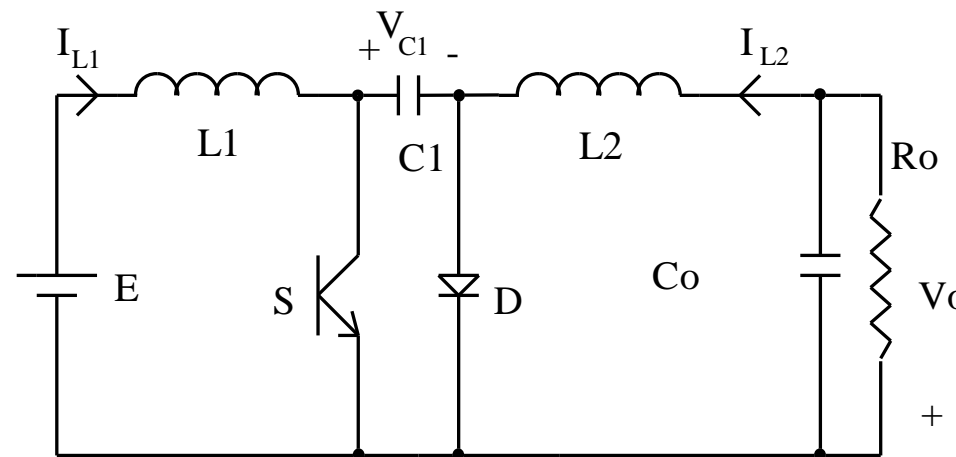


Figura 1.14 Conversor Ćuk

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.

No MCD a corrente pelos indutores não se anula, mas 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.

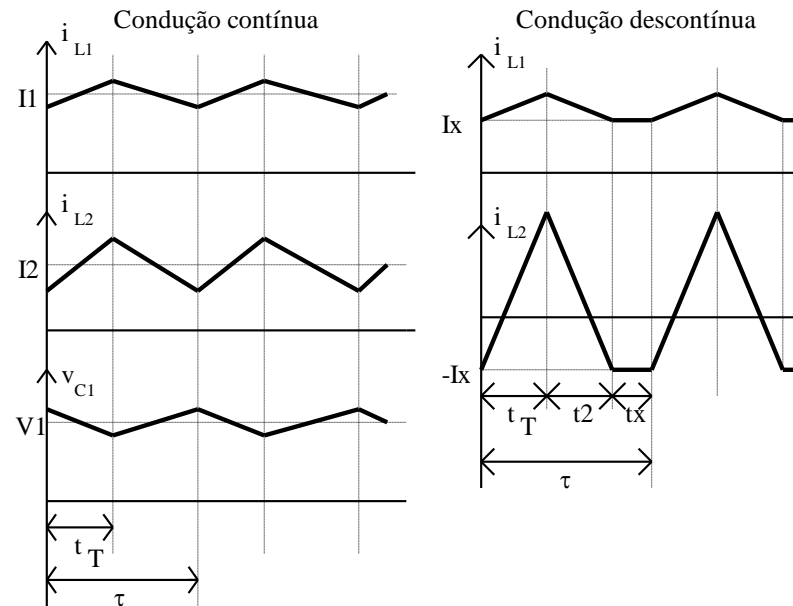


Figura 1.15. Formas de onda do conversor Ćuk em condução contínua e descontinua

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

$$I_{L2} \cdot t_T = I_{L1} \cdot (\tau - t_T) \quad (1.43)$$

Como  $P_i = P_o \rightarrow I_{L1} \cdot E = I_{L2} \cdot V_o \rightarrow V_o = \frac{E \cdot \delta}{1 - \delta} \quad (1.44)$

Uma vez que a característica estática do conversor Ćuk 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  $L_1$  e  $L_2$ .

$$L_e = \frac{L_1 \cdot L_2}{L_1 + L_2}$$

A relação saída/entrada pode ser reescrita como:

$$\frac{V_o}{E} = \frac{\delta^2}{2 \cdot K_e} \quad (1.45)$$

Definindo o parâmetro  $K$ , que se relaciona com a descontinuidade, como:  $K_e = \frac{L_e \cdot I_o}{E \cdot \tau}$

O ciclo de trabalho crítico, no qual há a passagem do MCC para o MCD é dado por:  $\delta_{\text{crit}} = \frac{1 \pm \sqrt{1 - 8 \cdot K_e}}{2}$

### 1.5.1 Dimensionamento de C1

C1 deve ser tal que não se descarregue totalmente durante a condução do transistor. Considerando  $i_{L1}$  e  $i_{L2}$  constantes, a variação da tensão é linear. A figura 1.16 mostra a tensão no capacitor numa situação crítica (*ripple* de 100%). Caso se deseje uma ondulação de tensão de 10%, basta utilizar um capacitor 10 vezes maior.

$$V_{C1} = E + V_o \quad (1.46)$$

Na condição limite (descarga completa do capacitor):  $I_o = I_{L2} = C_1 \cdot \frac{2 \cdot (E + V_o)}{t_T}$  (1.47)

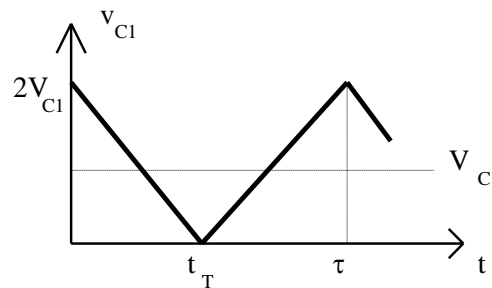


Figura 1.16. Tensão no capacitor intermediário numa situação crítica.

$$C_{1\min} = \frac{I_o(\max) \cdot \delta \cdot (1 - \delta) \cdot \tau}{2 \cdot E} \quad (1.48)$$

### 1.5.2 Dimensionamento de $L_1$

Considerando  $C_1$  grande o suficiente para que sua variação de tensão seja desprezível,  $L_1$  deve ser tal que não permita que  $i_{L1}$  se anule. A figura 1.17 mostra a corrente por  $L_1$  numa situação crítica.

$$E = \frac{L_1 \cdot I_{L1\max}}{t_T} \quad (1.49)$$

$$\bar{i} = I_{L1} = \frac{I_{L1\max}}{2} \quad (1.50)$$

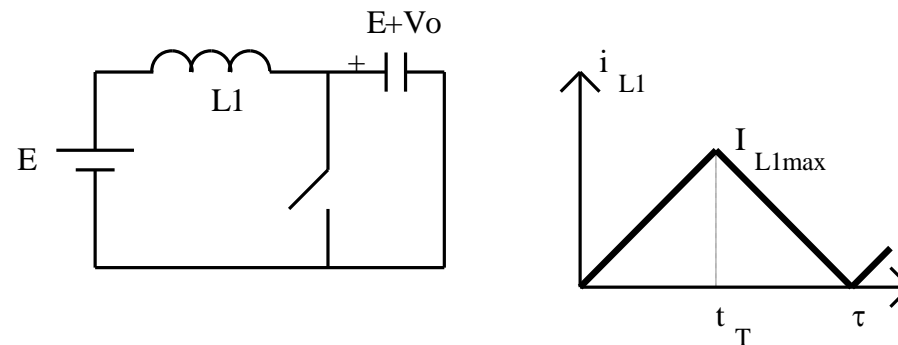


Figura 1.17 Corrente por  $L_1$  em situação crítica.

Quando o transistor conduz:  $L_1 = \frac{E \cdot t_T}{2 \cdot \bar{i}}$

$$L_{1\min} = \frac{E \cdot \tau \cdot \delta}{2 \cdot \bar{i}(\min)} = \frac{E \cdot \tau \cdot (1 - \delta)}{2 \cdot I_o(\min)} \quad (1.52)$$

### 1.5.3 Cálculo de $L_2$

Analogamente à análise anterior, obtém-se para  $L_2$ :

$$L_{2\min} = \frac{E \cdot \delta \cdot \tau}{2 \cdot I_o(\min)} \quad (1.53)$$

### 1.5.4 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:

$$C_o = \frac{E \cdot \delta \cdot \tau^2}{8 \cdot L_2 \cdot \Delta V_o} \quad (1.54)$$



## 1.6 Conversor SEPIC

O conversor SEPIC (*Single Ended Primary Inductance Converter*) é mostrado na figura 1.18.

- Possui uma característica de transferência do tipo abaixadora-elevadora de tensão.
- Diferentemente do conversor *Ćuk*, a corrente de saída é pulsada.
- Os interruptores ficam sujeitos a uma tensão que é a soma das tensões de entrada e de saída
- A transferência de energia da entrada para a saída se faz via capacitor.

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.

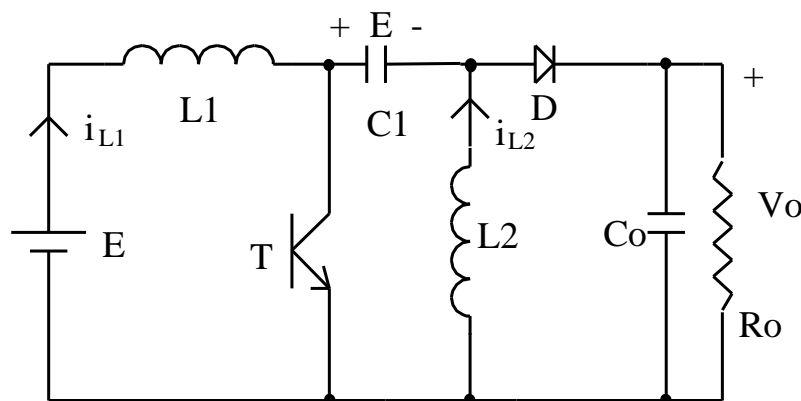


Figura 1.18 Topologia do conversor SEPIC.

## 1.7 Conversor Zeta

O conversor Zeta também possui uma característica abaixadora-elevadora de tensão. A diferença entre este conversor e o SEPIC é apenas a posição relativa dos componentes.

- A corrente de entrada é descontínua e a de saída é contínua.
- A transferência de energia se faz via capacitor.
- A operação no modo descontínuo se caracteriza pela inversão do sentido da corrente por uma das indutâncias.
- A posição do interruptor permite uma natural proteção contra sobre-correntes.
- A tensão a ser suportada pelo transistor e pelo diodo é igual a  $V_o + E$ .

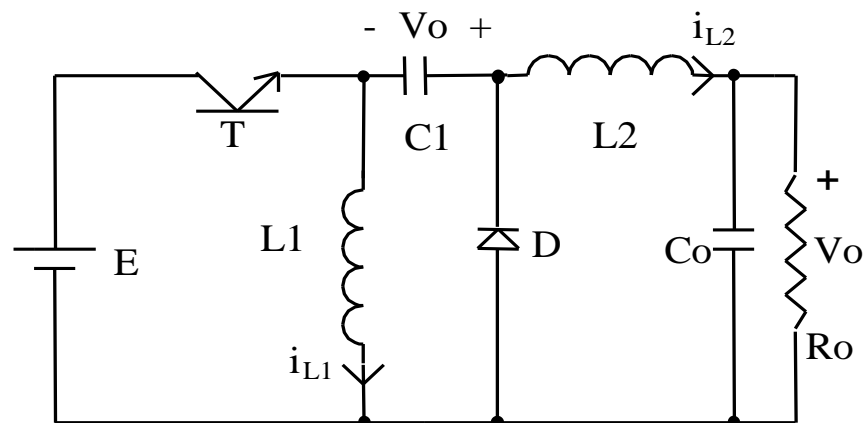
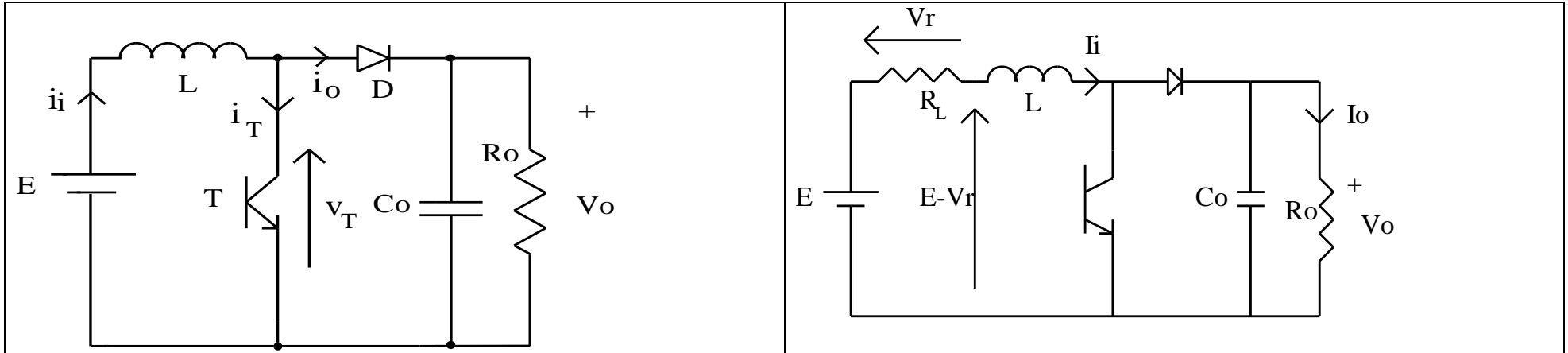


Figura 1.19 Topologia do conversor Zeta.

### 1.8 Consideração sobre a máxima tensão de saída no conversor elevador de tensão



A característica *boost* pode ser aplicada na parte “ideal” do circuito, de modo que  $\rightarrow V_o = \frac{E - V_r}{1 - \delta}$

$$\text{Sendo } \begin{aligned} V_r &= R_L \cdot i_i \\ V_o &= R_o \cdot I_o \end{aligned} \quad \text{e } I_o = i_i \cdot (1 - \delta) \quad (1.57)$$

$$V_r = \frac{R_L \cdot I_o}{1 - \delta} = \frac{R_L \cdot V_o}{(1 - \delta) \cdot R_o} \quad (1.58)$$

$$V_o = \frac{E - \frac{R_L \cdot V_o}{(1 - \delta) \cdot R_o}}{1 - \delta} = \frac{E}{1 - \delta} - \frac{R_L \cdot V_o}{R_o \cdot (1 - \delta)^2} \quad (1.59)$$

$$\frac{V_o}{E} = \frac{1 - \delta}{(1 - \delta)^2 + \frac{R_L}{R_o}} \quad (1.60)$$

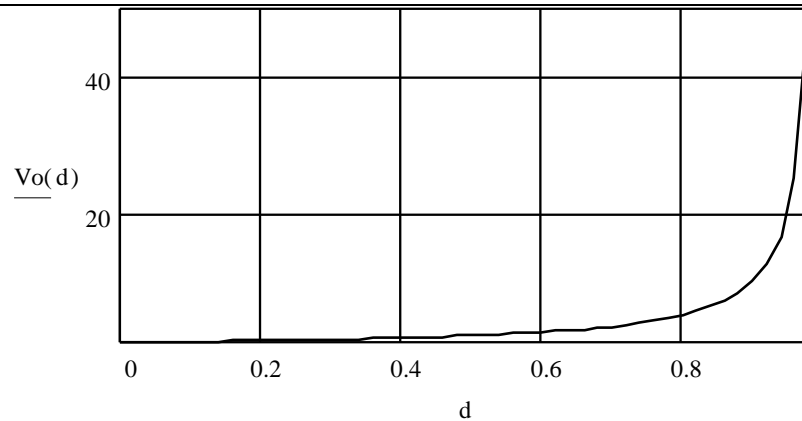


Figura 1.20 Característica estática de conversor elevador de tensão no modo contínuo.

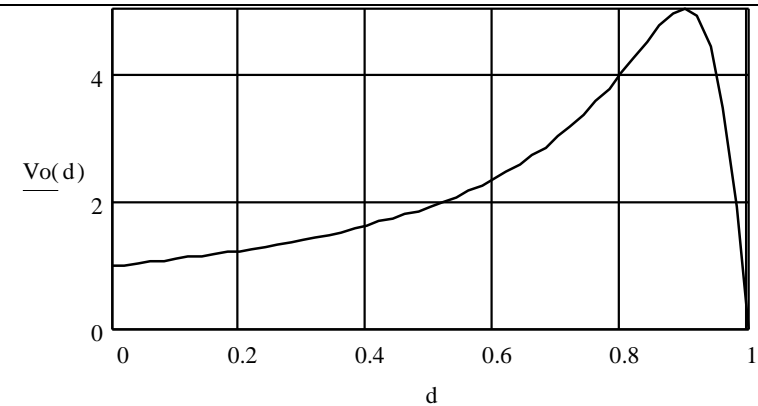


Figura 1.22. Característica estática de conversor elevador de tensão, no modo contínuo, considerando as perdas devido ao indutor.

## 1.9 Conversor boost bidirecional em corrente

Em algumas aplicações é preciso prever a reversibilidade de corrente entre as fontes/acumuladores colocados nos diferentes lados do conversor.

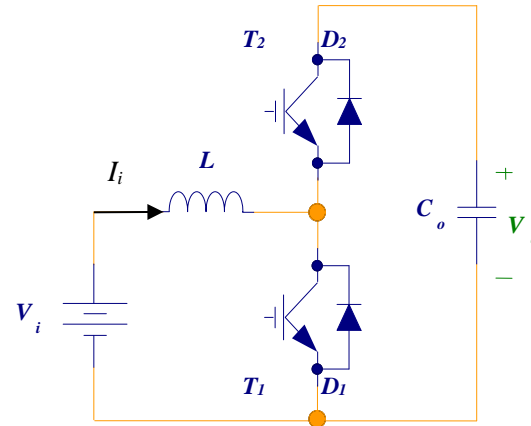


Figura 1.23 Conversor *boost* bidirecional em corrente.

O transistor superior,  $T_2$ , pode ser comandado de modo complementar a  $T_1$ , o que garante que o funcionamento sempre será no modo de condução contínua. A característica estática que relaciona as tensões de “entrada” e de “saída” por meio da razão cíclica, definida para o transistor inferior,  $T_1$ , é:  $V_o = \frac{V_i}{1-\delta}$

Sendo  $\delta' = 1-\delta$ , a equação pode ser reescrita como:  $V_i = V_o \cdot \delta'$  que é a relação de um conversor abaixador de tensão que tem a tensão  $V_o$  como “entrada” e a tensão  $V_i$  como “saída”.

Em RP e no MCC a largura de pulso **depende exclusivamente das tensões** (desprezando efeitos de perdas), ou seja, se  $V_i$  e  $V_o$  forem constantes, em regime permanente  $\delta$  tem que ser constante.

O processo de alteração no sentido da corrente se dá com **mudanças transitórias** na razão cíclica.

Suponha-se que o conversor está operando com corrente de entrada positiva. O fluxo de potência é de  $V_i$  para  $V_o$ . Nessa situação a condução da corrente se dá por  $T_1$  e por  $D_2$ .

Ao variar a largura de pulso (sobre  $T_1$ ) ocorrerá um desequilíbrio na tensão média sobre a indutância (que deixa de ser nula) e, conseqüentemente, uma alteração na corrente média. Uma diminuição de razão cíclica produz uma redução na corrente. A depender do tempo que tal alteração se mantiver, pode haver a inversão de sentido da corrente.

Quando ocorre inversão no sentido da corrente há uma troca de condução entre diodos e transistores. Ou seja, para uma corrente negativa o diodo  $D_2$  deixa de conduzir e a corrente circula por  $T_2$  e, no intervalo complementar, passa por  $D_1$  ao invés de  $T_1$ .

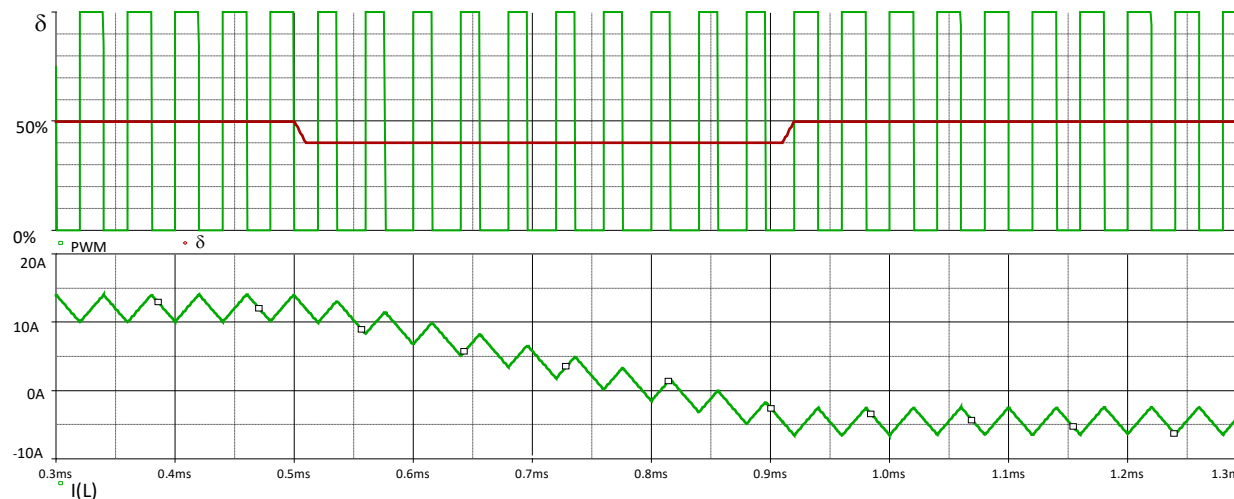
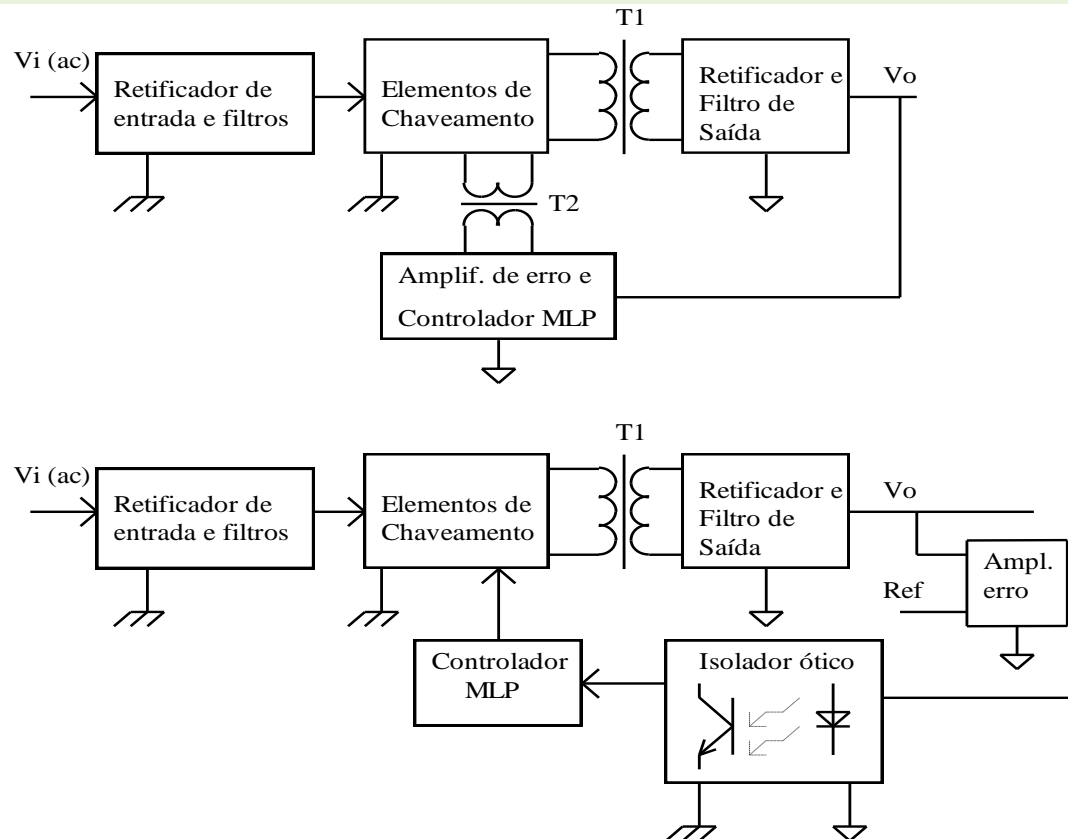


Figura 1.24 Formas de onda para conversor *boost* bidirecional em corrente ( $V_i=100V$ ,  $V_o=200V$ ,  $\delta$ : variação de 50%  $\rightarrow$  40%  $\rightarrow$  50%)

### 1.10 Técnicas de isolação de sistemas com reguladores chaveados

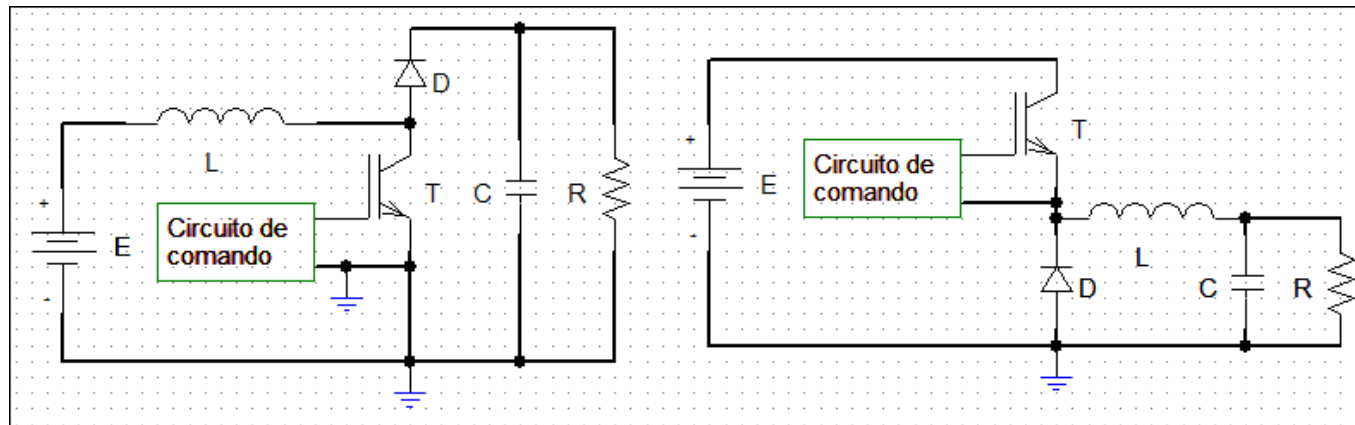
A implementação de uma fonte de tensão desacoplada da rede deve prever a capacidade de oferecer na saída uma tensão com boa regulação e, em geral de valor reduzido (em comparação com a tensão da rede). Outra característica deve ser a isolação entre entrada e saída, de modo a proteger o usuário de choques devido à fuga de corrente e ao elevado potencial da entrada.



Alternativas para isolação do circuito de controle e acionamento

### 1.11 Comando de transistores “high-side”

O sinal de comando do transistor sempre está referenciado ao emissor (TBP ou IGBT) ou fonte/source (MOSFET). Quando tal terminal tem um potencial constante, como é o caso do conversor *boost*, o circuito de comando pode ser alimentado pela própria fonte E, adequando o nível de tensão à necessidade do comando (por exemplo, limitando a tensão por meio de um diodo zener). Em especial em IGBTs e MOSFETs que têm mínima exigência de corrente, essa é uma solução bastante simples e eficaz.

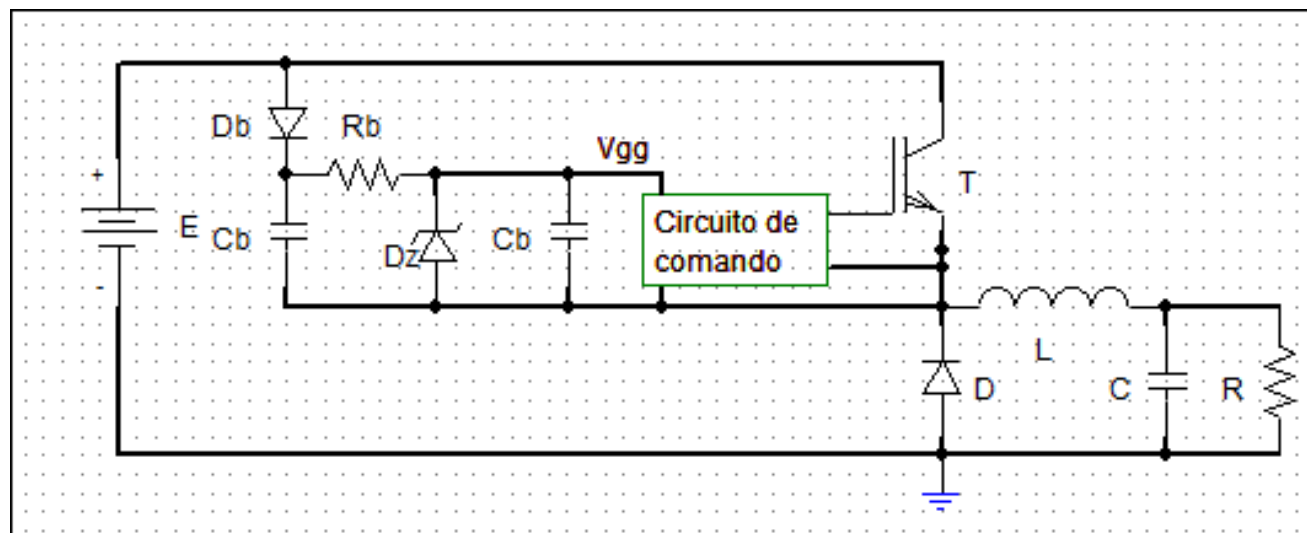


Conversor *boost*, com transistor “low-side” e *buck*, com transistor “high-side”.

No entanto, quando o transistor está em conexão “high-side”, o potencial de referência fica se alternando entre a tensão de entrada (E), quando o transistor conduz, e a tensão zero, quando o diodo conduz. Para garantir que o transistor efetivamente entre em condução é preciso manter o terminal de *gate* entre 10 e 15 V acima do potencial de emissor ou *source*, o que não pode ser feito aproveitando a própria tensão E.

A alimentação do circuito de comando pode ser criada de diferentes maneiras. A mais óbvia seria com uma fonte independente, isolada da fonte principal (E). No entanto, é possível utilizar o próprio funcionamento do circuito para criar essa fonte através de um circuito chamado “*bootstrap*”.



Esquema simplificado de circuito *bootstrap*.

Antes de iniciar as comutações do transistor, como a saída do conversor tem tensão nula, isso permite carregar os capacitores  $C_b$  através da própria carga  $R$ . A tensão  $V_{gg}$  fica limitada pelo diodo zener. Essa tensão, referenciada ao emissor (*source*) do transistor, possibilitará comandar adequadamente o dispositivo na primeira comutação. A partir disso, a cada vez que o diodo conduzir, o potencial de emissor (*source*) é trazido para zero, possibilitando a reposição de carga aos capacitores  $C_b$ . Uma restrição para o funcionamento do *bootstrap* é que sempre ocorra chaveamento, ou seja, não é possível operar com 100% de largura de pulso.

Esta é a solução utilizada para o comando do transistor na nova versão do quinto módulo experimental e será também usada nos experimentos seguintes, com os conversores CC-CA, nos quais a realização do *bootstrap* é embarcada no circuito integrado de potência, como será visto oportunamente.