

1 Topologias básicas de conversores CC-CC não-isolados

1.1 Princípios básicos

As análises que se seguem consideram que os conversores não apresentam perdas de potência (rendimento 100%). Os interruptores (transistores e diodos) são ideais, o que significa que, quando em condução, apresentam queda de tensão nula e quando abertos, a corrente por eles é zero. Além disso, a transição de um estado a outro é instantânea.

No entanto, mesmo usando essas simplificações, é importante que se tenha clareza sobre as limitações e não idealidades dos interruptores eletrônicos (transistores e diodos): tempos de transição entre os estados ligado e desligado, capacidades de bloqueio de tensão e condução de corrente, etc. Tais não idealidades impõem restrições severas ao projeto dos conversores, definindo a frequência de comutação e tecnologia do dispositivo. Discussões adicionais sobre os dispositivos de potência podem ser vistas no capítulo final desta publicação.

Serão apresentadas estruturas circuitais básicas que realizam a função de, a partir de uma fonte de tensão fixa na entrada, fornecer uma tensão de valor regulável na saída. Neste caso 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 deve conter um elemento que limite a corrente. Este elemento, por razões de minimização de perdas, será um indutor.

Os circuitos serão estudados considerando que os interruptores comutam a uma dada frequência (cujo período será designado por τ), com um tempo de condução do transistor igual a t_T . A relação $\delta = t_T/\tau$ é chamada de largura de pulso, ciclo de trabalho ou 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 das 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. As características dinâmicas são tratadas em capítulos subsequentes.

Embora os conversores não sejam feitos para alimentar cargas resistivas, a modelagem sempre representa a carga por uma resistência, pois esse dipolo é o único ao qual é possível associar uma potência ativa dissipada. Deve-se ter em mente, no entanto, que as cargas alimentadas são muito mais complexas, em geral compostas por circuitos eletrônicos cuja demanda depende de condições específicas de operação.

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 1.3.

O procedimento para a obtenção da característica estática, ou seja, da relação entre a tensão de saída (V_o) e a tensão de entrada (E), em função da variável de controle (normalmente o tempo de condução do transistor ou a correspondente largura de pulso) e dos parâmetros do circuito (L , C , carga, frequência de comutação, etc.) segue o seguinte roteiro:

- a) Identificar a polaridade da tensão de saída, verificando o sentido da corrente no diodo e transistor.
- b) Identificar a tensão no(s) capacitor(es). Algumas topologias podem ter mais de um capacitor
- c) Estabelecer a polaridade da tensão no indutor a ser analisado, com base no sentido da corrente por ele. Algumas topologias têm mais de um indutor. A análise pode ser feita em qualquer um deles.

- d) Desconsiderando as quedas de tensão no transistor e diodo e supondo a tensão no(s) capacitor(es) constante, verificar a tensão nos terminais do indutor.
- e) Iniciar a análise da tensão no indutor pela situação de condução (diodo ou transistor) em que não haja dúvida sobre a polaridade da tensão v_L .
- f) Dado que, em regime permanente, a tensão média no indutor tem que ser nula, no intervalo complementar (condução do outro componente) a tensão tem que ter polaridade oposta.
- g) Impor a igualdade de áreas e determinar a relação entre as tensões de saída e entrada.

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.

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, suprindo 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 .

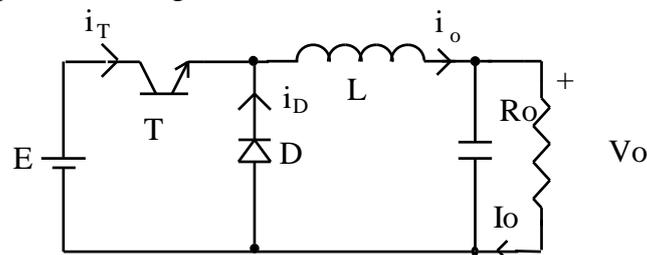


Figura 1.1 Conversor abaixador de tensão.

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. No entanto, a operação no modo descontínuo apresenta propriedades que, em algumas aplicações, específicas, podem ser desejáveis, como o maior ganho de tensão e comutações não dissipativas¹. A figura 1.2 mostra as formas de onda típicas de ambos os modos de operação.

¹ Comutação não dissipativa é o processo de entrada em condução ou desligamento do transistor ou diodo que ocorre sem perda de potência. Isso se dá quando tensão ou corrente são nulas nos momentos de comutação. No caso de condução descontínua, a entrada em condução do transistor e o desligamento do diodo são não dissipativos.

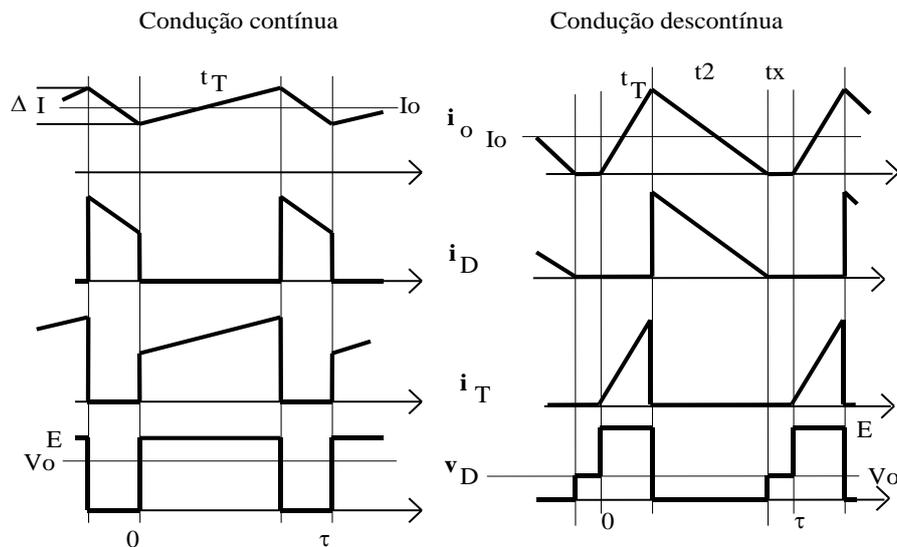


Figura 1.2 Formas de onda típicas nos modos de condução contínua e descontínua.

1.2.1 Modo de condução contínua (MCC)

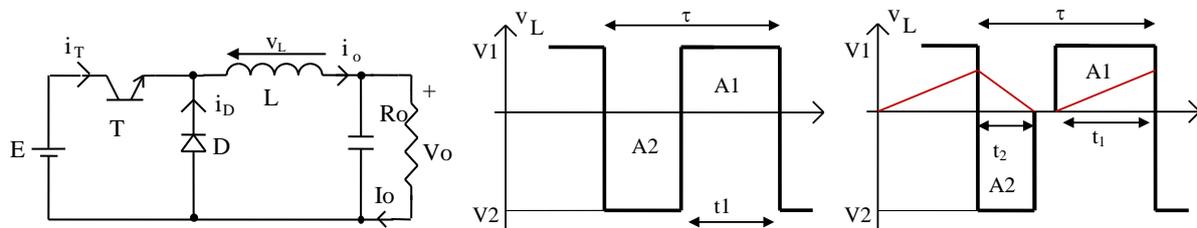


Figura 1.3 Tensão sobre uma indutância em regime no MCC e no MCD

$$\begin{aligned}
 A1 &= A2 \\
 V_1 \cdot t_1 &= V_2 \cdot (\tau - t_1)
 \end{aligned}
 \tag{1.1}$$

No caso do conversor abaixador de tensão, quando T conduz ($t_1=t_T$), $v_L=V_1=E-V_o$, e quando D conduz, $v_L=V_2=-V_o$

$$\begin{aligned}
 (E - V_o) \cdot t_T &= V_o \cdot (\tau - t_T) \\
 \frac{V_o}{E} &= \frac{t_T}{\tau} \equiv \delta
 \end{aligned}
 \tag{1.2}$$

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:

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

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

$$(E - V_o) \cdot t_T = V_o \cdot (\tau - t_T - t_x)
 \tag{1.4}$$

$$\frac{V_o}{E} = \frac{\delta}{1 - t_x / \tau}
 \tag{1.5}$$

Escrevendo em termos de variáveis conhecidas, tem-se:

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

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

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:

$$K = \frac{L \cdot I_o}{E \cdot \tau} \quad (1.11)$$

A relação saída/entrada pode ser reescrita como:

$$\frac{V_o}{E} = \frac{\delta^2}{\delta^2 + 2 \cdot K} \quad (1.12)$$

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

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

A figura 1.4 mostra a característica estática do conversor para diferentes valores de K. Na figura 1.5 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. Este equacionamento e as respectivas curvas consideram que a carga tem um funcionamento de consumo de corrente constante. Caso a carga tenha um comportamento diverso (impedância constante ou potência constante), deve-se refazer este equacionamento.

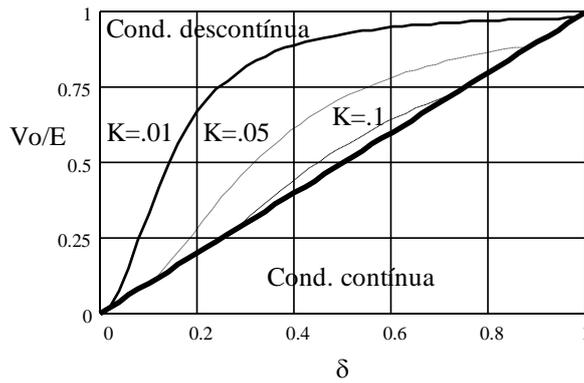


Figura 1.4 Característica de controle do conversor abaixador de tensão nos modos de condução contínua e descontínua.

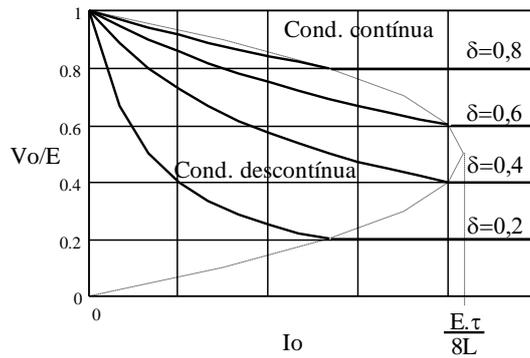
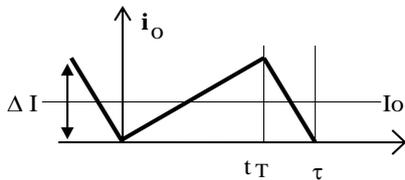


Figura 1.5 Característica de saída do conversor abaixador de tensão nos modos de condução contínua e descontínua.

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:



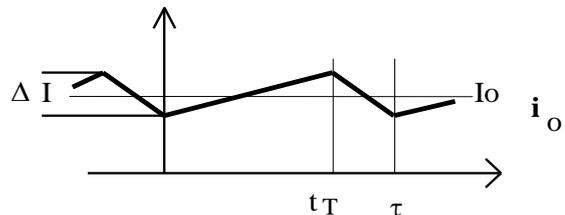
$$I_{o\min} = \frac{(E - V_o) \cdot \tau \cdot \delta}{2 \cdot L} \tag{1.14}$$

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

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

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 ΔV_o .

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



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 ΔV_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): $V_o > E$

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 1.6 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 quanto 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 1.7.

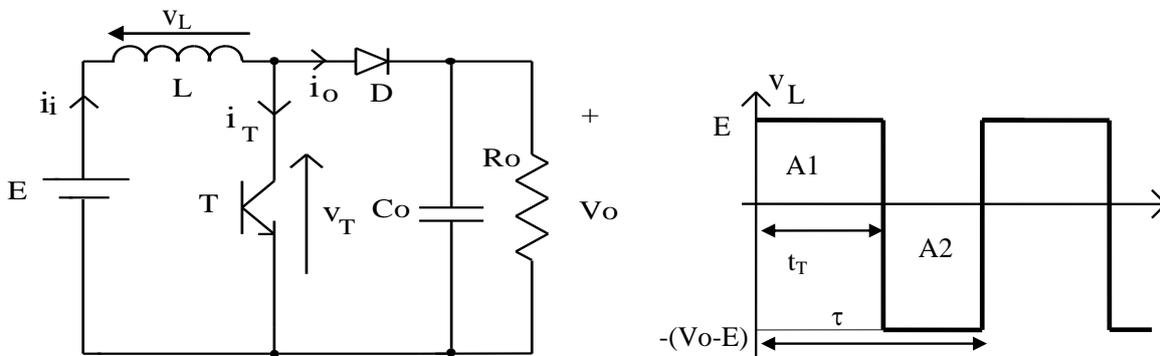


Figura 1.6 Conversor elevador de tensão e tensão sobre o indutor no MCC

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 $\tau - t_T$)

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

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

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

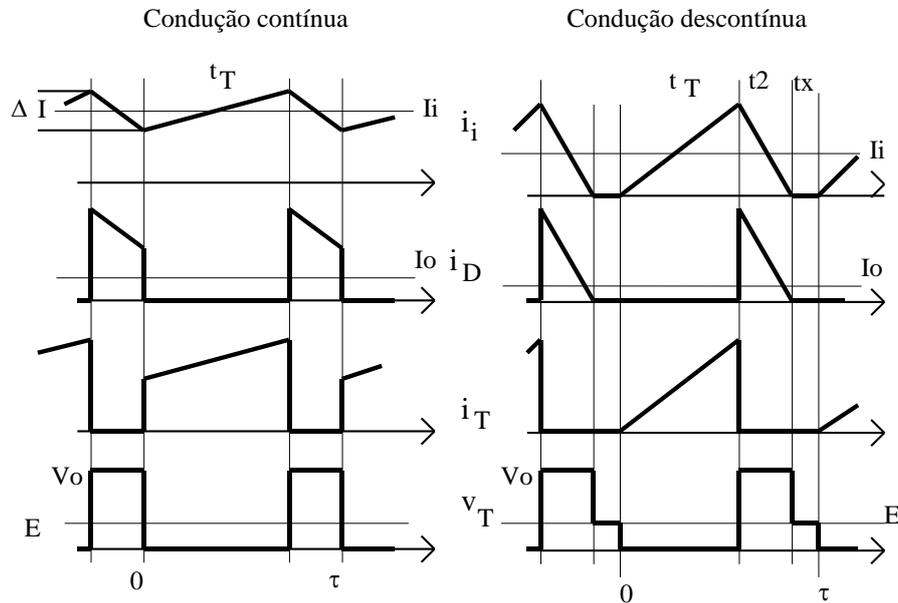


Figura 1.7 Formas de onda típicas de conversor *boost* com entrada CC

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 $(\tau - t_T - t_x)$

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

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 modo de condução contínuo para o descontínuo é dado por:

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

A figura 1.8 mostra a característica estática do conversor para diferentes valores de K. Na figura 1.9 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. Este equacionamento e as respectivas curvas consideram que a carga tem um funcionamento de consumo de corrente constante. Caso a carga tenha um comportamento diverso (impedância constante ou potência constante), deve-se refazer este equacionamento.

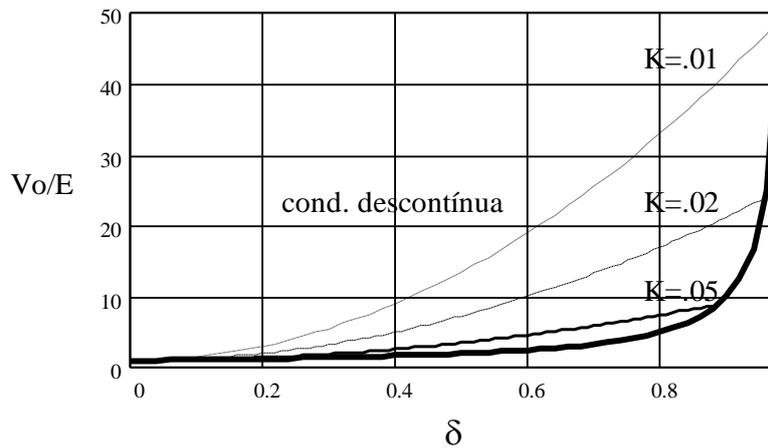


Figura 1.8 Característica estática do conversor elevador de tensão nos modos de condução contínua e descontínua, para diferentes valores de K.

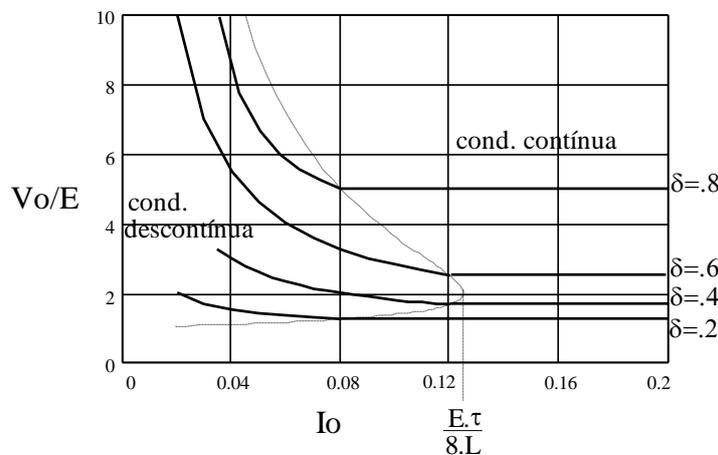


Figura 1.9 Característica de saída do conversor elevador de tensão, normalizada em relação a $(E\tau/L)$.

1.3.3 Dimensionamento de L e de C

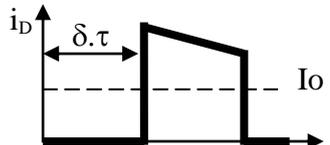
O limiar para a condução descontínua é dado por:

$$\bar{I}_i = \frac{\Delta \bar{I}_i}{2} = \frac{E \cdot t_T}{2 \cdot L} = \frac{V_o \cdot (1 - \delta) \cdot \delta \cdot \tau}{2 \cdot L} \quad (1.26)$$

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

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

Para o cálculo do capacitor deve-se considerar a forma de onda da corrente 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.



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

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

Neste conversor, a tensão de saída tem polaridade oposta à da tensão de entrada. A figura 1.10 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 1.11 mostra as formas de onda nos modos de condução contínua e descontínua (no indutor).

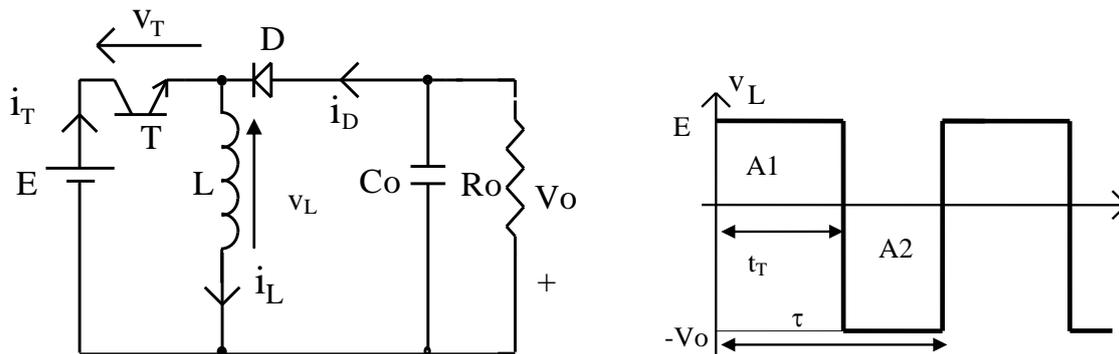


Figura 1.10 Conversor abaixador-elevador de tensão sobre a indutância no MCC

1.4.1 Modo de condução contínua

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

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

$$\frac{E \cdot t_T}{L} = \frac{V_o \cdot (\tau - t_T)}{L} \quad (1.30)$$

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

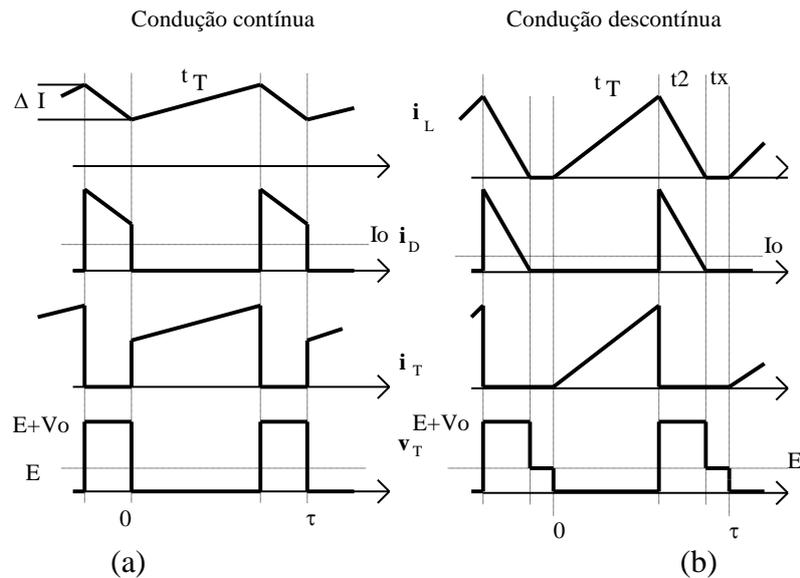


Figura 1.11 Formas de onda do conversor abaixador-elevador de tensão operando em condução contínua (a) e descontínua (b).

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:

$$I_i = \frac{I_{i_{\max}} \cdot t_T}{2 \cdot \tau} \quad (1.34)$$

Do balanço de potência tem-se:

$$I_i = \frac{I_o \cdot V_O}{E} \quad (1.35)$$

O que permite escrever:

$$V_O = \frac{E^2 \cdot \tau \cdot \delta^2}{2 \cdot L \cdot I_o} \quad (1.36)$$

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

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

A relação saída/entrada pode ser reescrita como:

$$\frac{V_o}{E} = \frac{\delta^2}{2 \cdot K} \quad (1.38)$$

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

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

A figura 1.12 mostra a característica estática do conversor para diferentes valores de K.

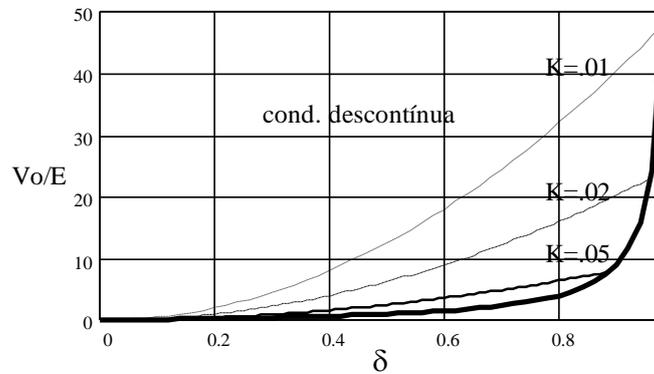


Figura 1.12 Característica estática do conversor abaixador-elevador de tensão nos modos de condução contínua e descontínua, para diferentes valores de K.

Na figura 1.13 tem-se a variação da tensão de saída com a corrente de carga. A condução descontínua tende a ocorrer para pequenos valores de I_o . Existe um limite para I_o acima do qual a condução é sempre contínua e a tensão de saída não é alterada pela corrente. Este equacionamento e as respectivas curvas consideram que a carga tem um funcionamento de consumo de corrente constante. Caso a carga tenha um comportamento diverso (impedância constante ou potência constante), deve-se refazer este equacionamento.

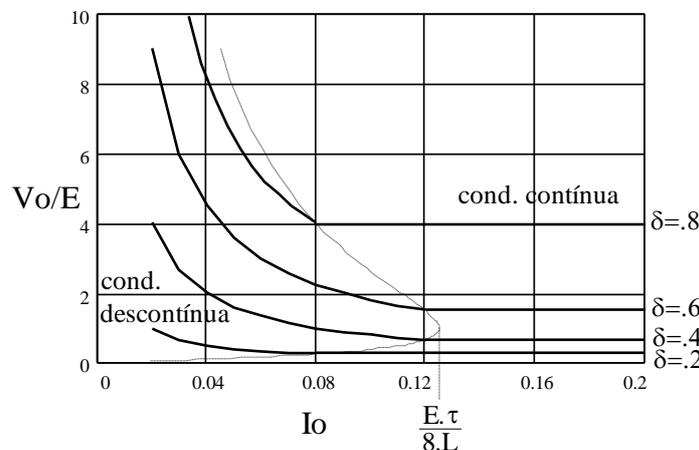


Figura 1.13 Característica de saída do conversor abaixador-elevador de tensão, normalizada em relação a $(E \cdot \tau / L)$.

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

Diferentemente dos conversores anteriores, no conversor Ćuk, cuja topologia é mostrada na figura 1.14, 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.

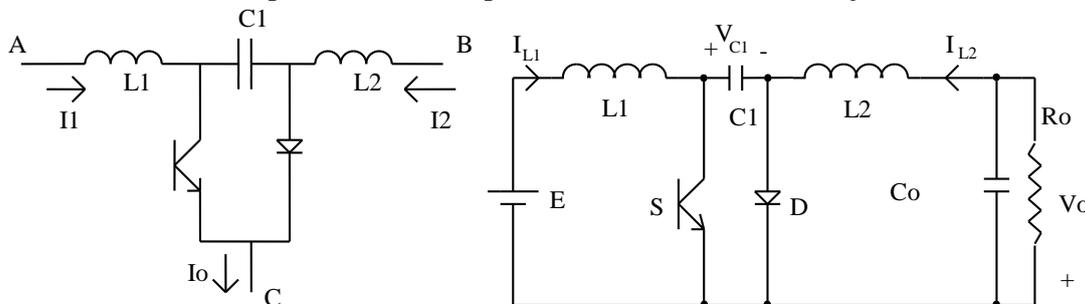


Figura 1.14 Célula básica do conversor Ćuk (esq.) e topologia *buck-boost* original.

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 1.15 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.

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

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

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

$$V_o = \frac{E \cdot \delta}{1 - \delta} \tag{1.44}$$

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 $L1$ e $L2$.

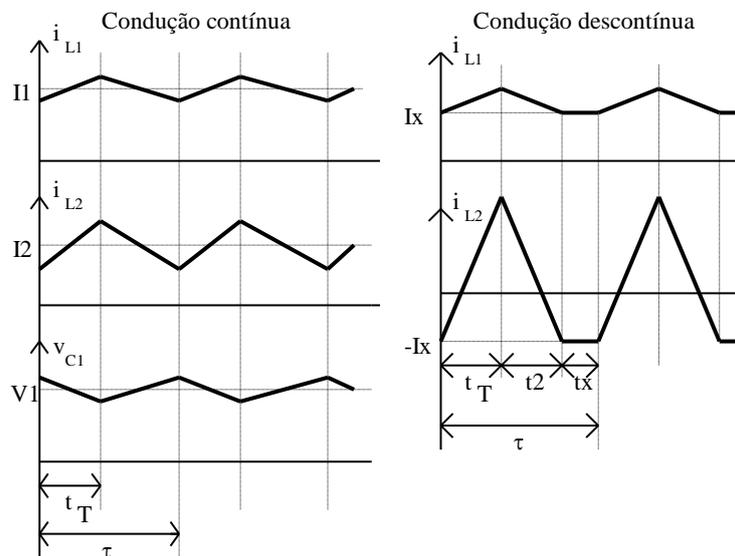
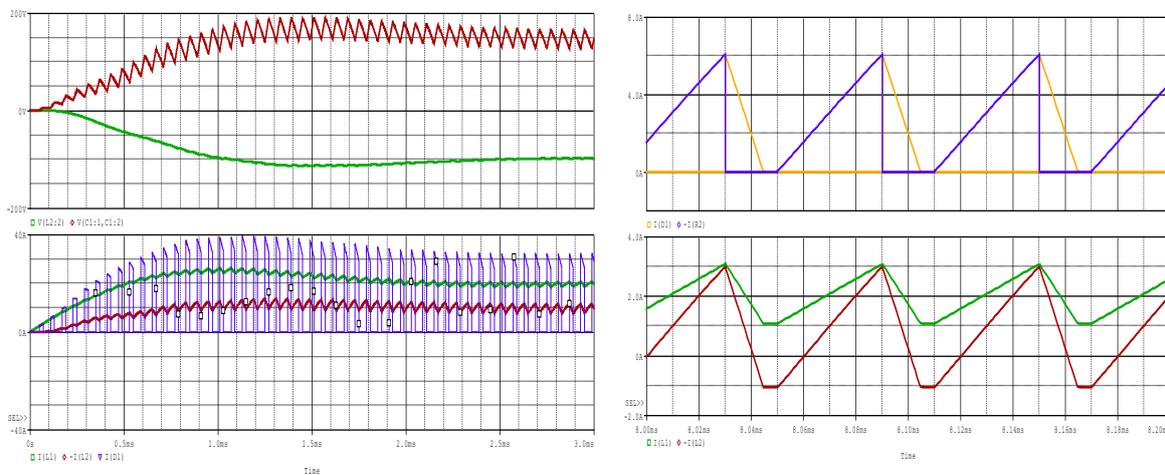


Figura 1.15. Formas de onda do conversor Ćuk em condução contínua e descontínua (simulação usando $E=50$ V, $\delta=2/3$, $R_o=10$ Ω , $L1=1$ mH, $L2=500$ μ H)

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 sendo:

$$K_e = \frac{L_e \cdot I_o}{E \cdot \tau} \quad e \quad L_e = \frac{L_1 \cdot L_2}{L_1 + L_2}$$

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

$$\delta_{crit} = \frac{1 \pm \sqrt{1 - 8 \cdot K_e}}{2}$$

1.5.1 Dimensionamento de C1

C1 deve ser tal que não se descarregue totalmente durante a condução de T. 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 do que o dado pela equação 1.48.

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

Na condição limite:

$$I_o = I_{L2} = C_1 \cdot \frac{2 \cdot (E + V_o)}{t_T} \quad (1.47)$$

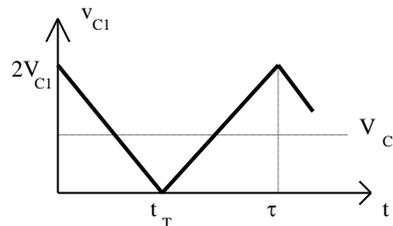


Figura 1.16. Tensão no capacitor intermediário numa situação crítica.

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

1.5.2 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 1.17 mostra a corrente por L1 numa situação crítica.

$$E = \frac{L_1 \cdot I_{L1max}}{t_T} \quad (1.49)$$

$$I_i = I_{L1} = \frac{I_{L1max}}{2} \quad (1.50)$$

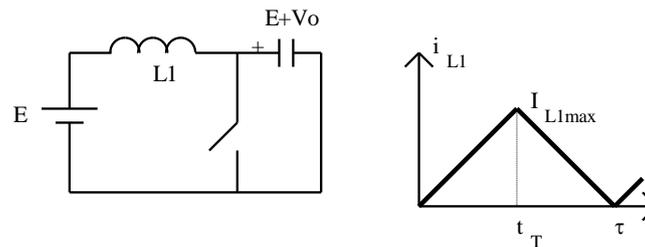


Figura 1.17 Corrente por L_1 em situação crítica.

Quando T conduz:

$$L_1 = \frac{E \cdot t_T}{2 \cdot \hat{i}} \quad (1.51)$$

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

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:

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

1.5.5 Acoplamento de indutâncias

Devido ao fato de que os valores instantâneos das tensões sobre os elementos magnéticos do conversor Ćuk, integrados ao longo do ciclo de comutação, apresentam-se idênticos, é possível a montagem de ambos os enrolamentos em um único núcleo². Este acoplamento faz com que ocorra uma interação entre os fluxos produzidos, sendo possível, com um projeto adequado do elemento magnético, cancelar a ondulação de corrente em uma das bobinas. Obviamente a outra bobina tem aumentada sua ondulação de corrente.

1.5.6 Variações topológicas do conversor Ćuk

A partir da célula básica do conversor Ćuk, mostrada na figura 1.14, que em sua formulação inicialmente descrita tem uma característica abaixadora-elevadora de tensão, é possível obter a estrutura abaixadora e a elevadora, alterando a conexão da fonte e da carga.

Assim, colocando a fonte entre os pontos A e B (positivo em A) e a carga entre os pontos C e B (positivo em C) resulta um conversor abaixador de tensão.

Conectando a fonte entre A e C (positivo em A) e a carga entre A e B (positivo em A) obtém-se uma estrutura elevadora de tensão.

² S. Ćuk e R. D. Middlebrook: "Coupled-inductor and other Extensions of a New Optimum Topology Switching DC-to-DC Converter", Proc. of IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, 2 a 6 de Outubro de 1977, Los Angeles, USA.

Em todas as situações tanto a corrente da fonte quando da carga apresentarão baixa ondulação. O valor da tensão média no capacitor C1 se altera com a topologia, assim como a tensão a ser suportada pelo transistor e pelo diodo e são as mesmas dos conversores básicos de igual característica.

As condições de passagem para a condição descontínua seguem o mesmo padrão apresentado, ou seja, ocorre quando o diodo desliga antes da entrada em condução do transistor, implicando na inversão de polaridade de uma das correntes. O comportamento no MCC depende do fator K_e apresentado anteriormente.

A figura 1.18 mostra o conversor em uma versão bidirecional em corrente. Não ocorre mudança na polaridade da tensão de saída, mas as correntes, em regime permanente, podem assumir qualquer polaridade. O comando dos transistores é complementar e a largura de pulso é definida para o transistor T1. O circuito sempre opera no MCC, sendo válida a equação (1.44). Se na posição de saída houver uma bateria, ela pode ser carregada ou descarregada, trocando energia com a fonte E, a depender do sentido da corrente.

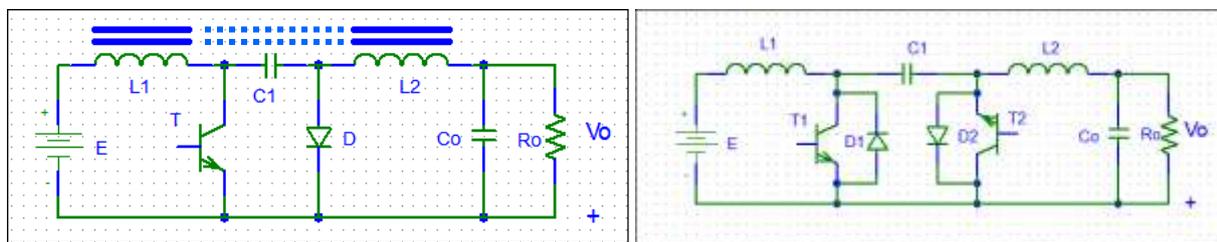


Figura 1.18 Conversor Ćuk com indutores acoplados e bidirecional em corrente.

1.6 Conversor SEPIC

O conversor SEPIC (Single Ended Primary Inductance Converter) é mostrado na figura 1.19. 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 e a transferência de energia da entrada para a saída se faz via capacitor.

O funcionamento no modo descontínuo também é igual ao descrito para o conversor Ćuk, 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 $V_o + E$.

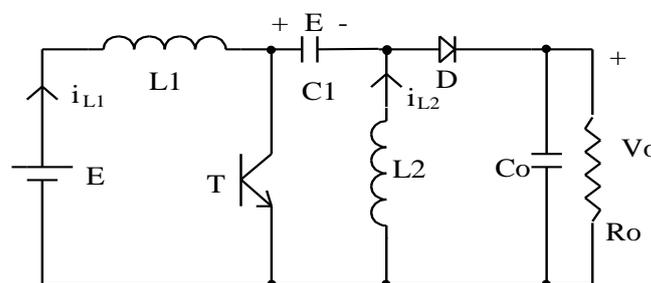


Figura 1.19 Topologia do conversor SEPIC.

1.7 Conversor Zeta

O conversor Zeta, cuja topologia está mostrada na figura 1.20, 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 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 sobre-correntes. A tensão a ser suportada pelo transistor e pelo diodo é igual a $V_o + E$.

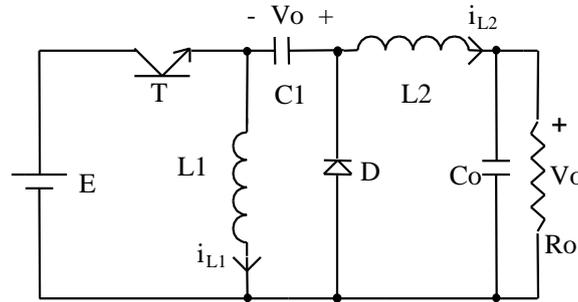


Figura 1.20 Topologia do conversor Zeta.

1.8 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 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 1.21 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 1.22.

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.

$$V_o = \frac{E - V_r}{1 - \delta} \quad (1.55)$$

$$V_r = R_L \cdot I_i \quad (1.56)$$

$$V_o = R_o \cdot I_o$$

$$I_o = I_i \cdot (1 - \delta) \quad (1.57)$$

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

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

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

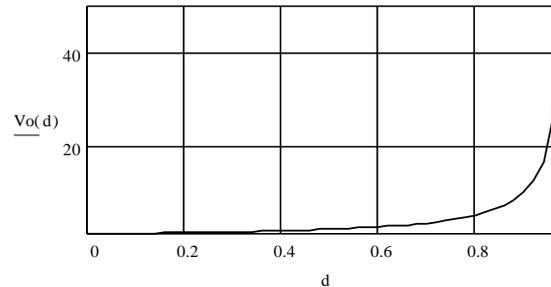


Figura 1.21 Característica estática de conversor elevador de tensão no modo contínuo.

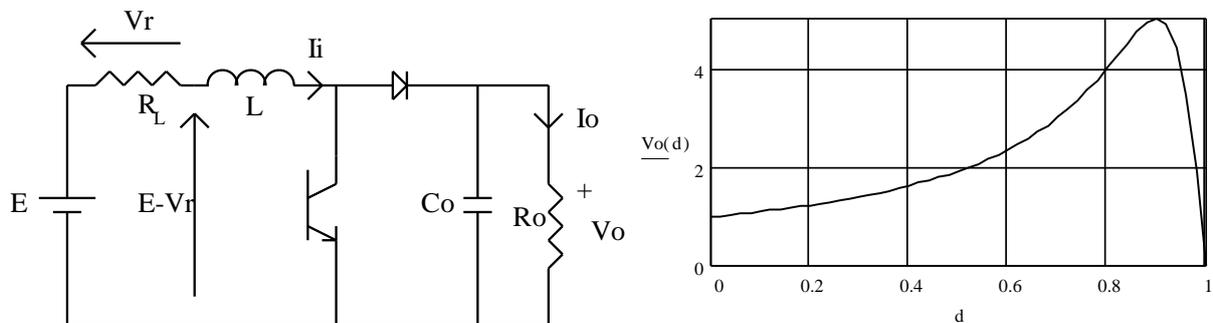


Figura 1.22 Conversor elevador de tensão considerando a resistência do indutor. Característica estática, no MCC, considerando as perdas.

1.9 Conversor boost bidirecional em corrente

Em algumas aplicações é preciso prever a reversibilidade do fluxo de corrente entre as fontes/acumuladores colocados nos diferentes lados do conversor. Isso requer topologias que permitam a inversão no sentido da corrente. A figura 1.23 mostra um conversor para tal modo de funcionamento.

O transistor superior, T_2 , deve 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:

$$V_o = \frac{V_i}{1-\delta} \quad (1.61)$$

Sendo $\delta' = 1-\delta$, a equação pode ser reescrita como:

$$V_i = V_o \cdot \delta' \quad (1.62)$$

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”.

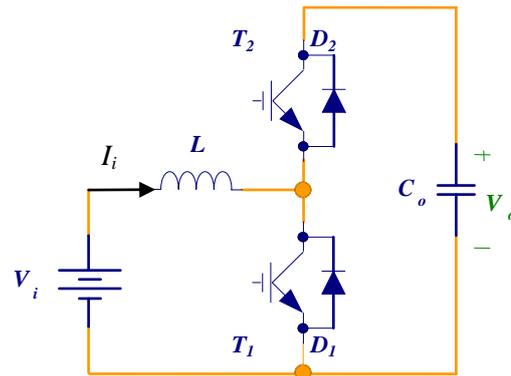


Figura 1.23 Conversor *boost* bidirecional em corrente.

Note-se que, em regime permanente e no modo de condução contínua, 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 δ tem que ser constante.

O processo de alteração no sentido da corrente e, portanto, do fluxo de energia, 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, conduz a 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 (figura 1.23) 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 .

Atingida o novo valor de corrente desejado, é restabelecida a largura de pulso de regime permanente e a corrente se estabiliza, como mostra a figura 1.24.

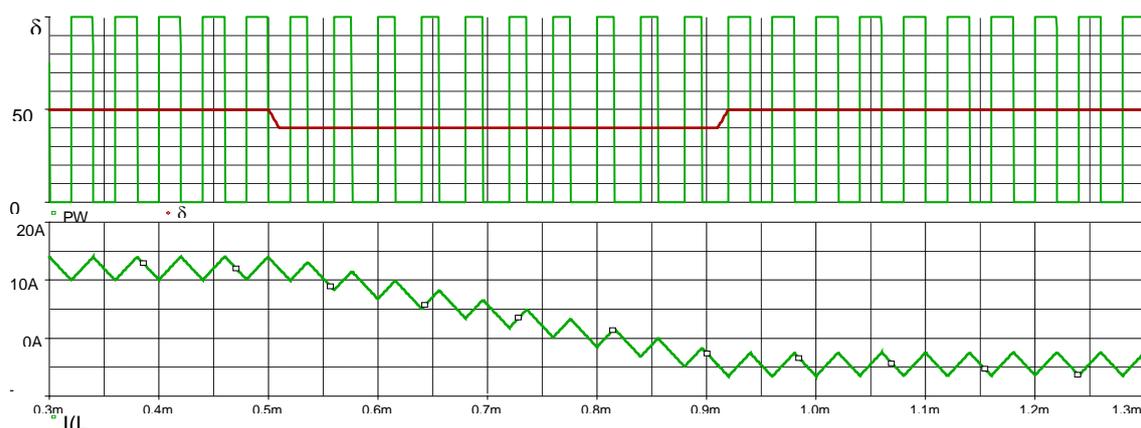


Figura 1.24 Formas de onda para conversor *boost* bidirecional em corrente ($V_i=100V$, $V_o=200V$, δ : variação de 50% \rightarrow 40% \rightarrow 50%)

1.10 Conversor *boost interleaved* (condução contínua)

O conversor *boost interleaved* (ou entrelaçado), na configuração com duas fases e bidirecional em corrente é ilustrado a Figura 1.25. O número de fases é indicado pelo número de indutores na entrada. Este conversor pode também ser implementado com um maior número de fases. Quanto maior a quantidade de fases, menor a corrente em cada indutor e maior o efeito de

cancelamento da ondulação entre as fases. No caso de duas fases o acionamento dos transistores correspondentes em cada fase é realizado com uma diferença de metade do período de comutação.

Para mesma ondulação na corrente de entrada, o conversor *boost interleaved* utiliza indutores de menor indutância. Isto ocorre porque a “defasagem” entre as fases provoca um cancelamento parcial na ondulação da corrente na entrada do conversor, conforme mostrado na Figura 1.26. Nesta mesma figura, pode-se ainda constatar que a ondulação na corrente de entrada possui o dobro da frequência de comutação, o que facilita a filtragem, caso esta seja necessária.

As desvantagens que podem ser apontadas neste conversor quando comparado ao conversor *boost* convencional é que a introdução de mais fases torna os circuitos de comando mais sofisticados e aumenta o número de componentes. Enquanto estas desvantagens podem representar uma barreira para a utilização desta topologia em conversores de baixo custo, em aplicações de maior potência, que possuem naturalmente custo mais elevado, um pequeno aumento no custo do controle pode ser facilmente compensado pelas vantagens.

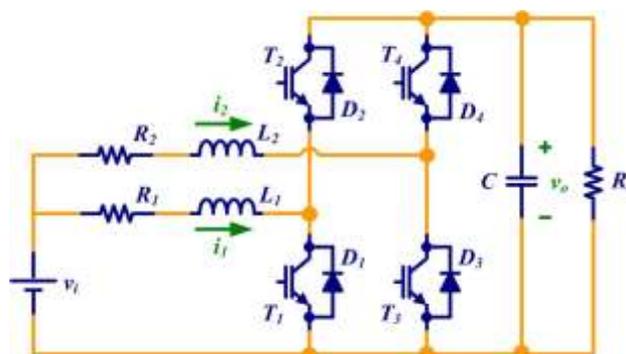


Figura 1.25 Conversor *boost interleaved* bidirecional em corrente, com duas fases.

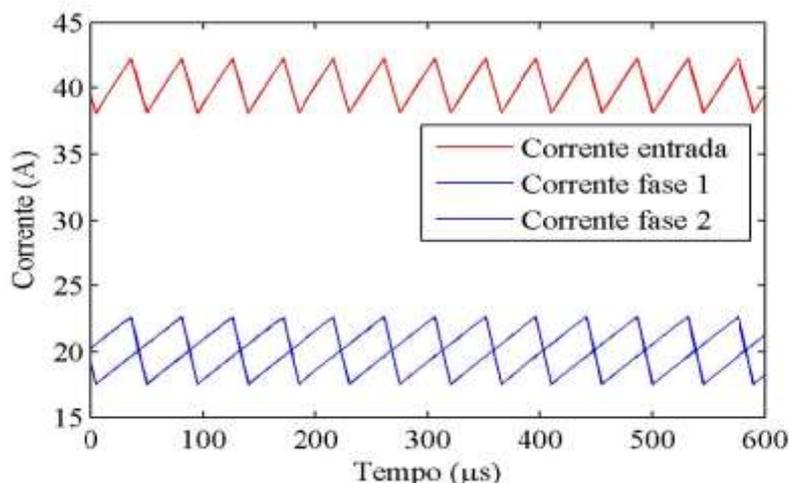


Figura 1.26 Correntes no conversor *boost interleaved* (condução contínua)

O conversor *boost interleaved* no modo de condução descontínua³ (sem fazer o comando complementar dos transistores), para um mesmo ganho de tensão, trabalha com razão cíclica reduzida em relação ao conversor no modo de condução contínua. A ondulação na corrente de entrada é reduzida pelo efeito de cancelamento entre as fases, mostrado na Figura 1.27, para um conversor de seis fases. Além disso, as formas de onda da corrente na entrada e na saída possuem frequência correspondente à frequência de comutação multiplicada pelo número de fases, o que

³ Fellipe Saldanha Garcia, “Conversores CC-CC elevadores de tensão, não isolados, com ganhos estáticos elevados”, Dissertação de mestrado, FEEC – Unicamp, 13 de agosto de 2010.

facilita a filtragem do sinal.

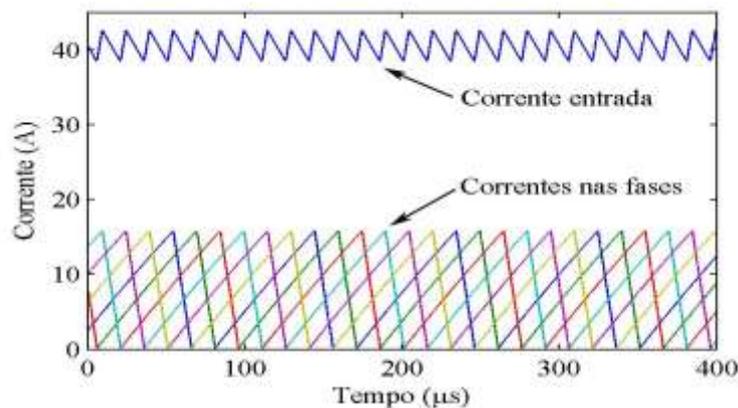


Figura 1.27 Correntes no conversor *boost interleaved* com seis fases, em condução descontínua.

1.11 Outras topologias elevadoras de tensão

Conforme visto anteriormente, por conta das perdas nos conversores, é inviável obter ganhos de tensão muito elevados. Nestes casos, uma possibilidade é utilizar transformadores ou acoplamentos magnéticos, como será visto no capítulo seguinte. No entanto, existem alternativas topológicas que permitem uma maior relação entre as tensões de saída e de entrada, algumas das quais serão apresentadas a seguir.

A escolha da topologia mais adequada depende das especificidades de cada aplicação. Em geral, pode-se indicar que são preferíveis os circuitos que:

- Minimizem o volume total do conjunto de elementos magnéticos;
- Minimizem os esforços de tensão e de corrente nos interruptores;
- Minimizem a quantidade de interruptores;
- Minimizem as perdas;
- Minimizem a complexidade do circuito de comando e controle.

1.11.1 Conversor boost quadrático com chave única

O conversor *boost* quadrático com chave única⁴ é reproduzido na Figura 1.28. A principal característica deste conversor é realizar o aumento de tensão através de dois estágios, porém utilizando apenas uma chave controlada (T1/D1). Este circuito possui capacidade de transferir energia em apenas uma direção, do lado de menor tensão para o de maior tensão.

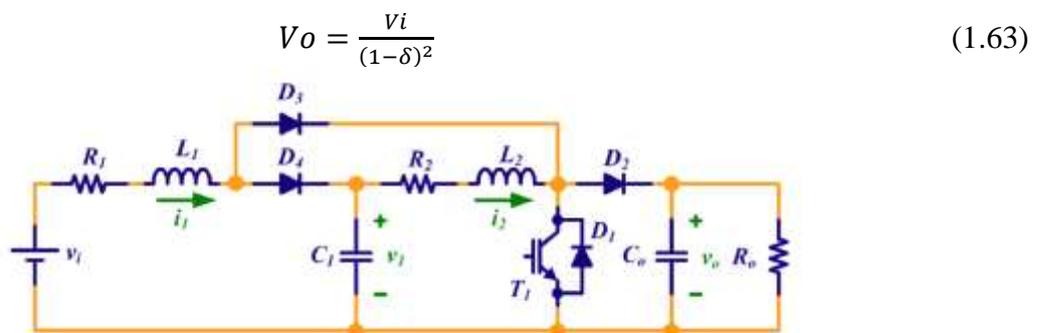


Figura 1.28 Conversor *boost* quadrático com chave única.

⁴ Ortiz-Lopez, M. G. et al., "Current-Mode Control for a Quadratic Boost Converter with a Single Switch," *IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC*, 2007.

A chave controlada (T1/D1) precisa conduzir a corrente do estágio de entrada mais a corrente do estágio intermediário e bloquear a tensão de saída.

A indutância de entrada é um pouco inferior em relação ao conversor *boost* convencional no MCC. O indutor L_1 conduz toda a corrente de entrada enquanto L_2 conduz uma corrente menor.

Esta topologia com dois estágios para elevar a tensão é justificável apenas para fontes de baixa potência, nas quais o rendimento do conversor pode não ser de extrema importância. Em aplicações que não são de baixa potência (digamos, a partir de algumas centenas de watts), esta topologia possui desvantagens consideráveis, especialmente pelas elevadas perdas.

1.11.2 Conversor *boost* quadrático

A principal diferença em relação ao conversor *boost* quadrático com chave única é que os estágios são rigorosamente separados, não compartilhando nenhuma chave entre eles. Desta maneira, não há uma excessiva penalidade sobre nenhuma das chaves e o dimensionamento das chaves é vantajoso em relação ao caso anterior, principalmente porque as chaves do primeiro estágio, que conduzem uma corrente mais elevada estão sujeitas à tensão do barramento intermediário e apenas as chaves do segundo estágio – que possui corrente menor – precisam bloquear a tensão de saída.

A principal desvantagem deste conversor é a conversão em dois estágios, implicando na necessidade de obter rendimento bastante elevado em cada estágio que resulte em rendimento global (que é o produto do rendimento em cada estágio) dentro das especificações

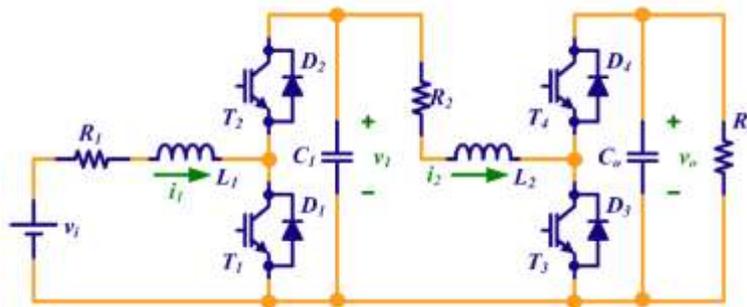


Figura 1.29 Conversor *boost* quadrático.

1.11.3 Conversor *interleaved double dual boost*

Este conversor⁵ é composto por duas fases, sendo a primeira um conversor *boost* (que utiliza as chaves T1/D1 e T2/S2) e a segunda um conversor *boost* "invertido" (chaves T3/D3 e T4/D4). A tensão na saída do conversor é dada pela soma das tensões de cada fase e a tensão da fonte (invertida). As fases são acionadas com defasagem de 180°.

$$V_O = \frac{V_i(1+\delta)}{(1-\delta)} \quad (1.64)$$

Este conversor apresenta redução na especificação das chaves. Neste caso todas as chaves precisam suportar apenas aproximadamente metade da tensão de saída (a rigor, a tensão suportada pelas chaves é a média entre a tensão de saída e a tensão de entrada). Este conversor utiliza dois capacitores, em comparação com apenas um no caso do conversor *boost* ou *boost interleaved*, porém a tensão suportada pelos capacitores também é menor.

⁵ Dang, B. V., et al., "New high-power high-ratio non isolated DC-DC boost converter for fuel cell applications" *IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC*, 2006.

Como também ocorre com o *boost interleaved*, a ondulação na corrente de entrada ocorre em uma frequência múltipla da frequência de comutação (neste caso, o dobro). Isto, em geral, facilita a filtragem da corrente de entrada, caso necessário.

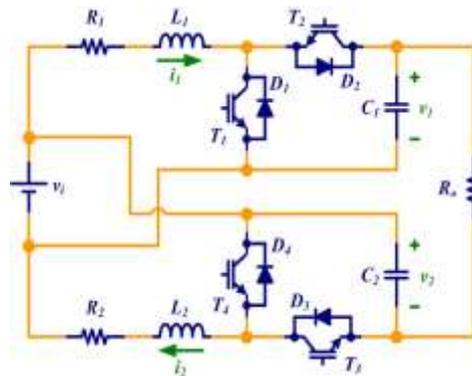


Figura 1.30 Conversor *interleaved double dual boost*.

1.11.4 Boost dobrador de tensão

A operação deste conversor⁶ é realizada com o acionamento das fases defasadas em 180°, de modo análogo ao conversor *interleaved*. Durante a condução das chaves T1/D1 e T2/D2, os indutores são carregados e os diodos D3 e D4 permanecem desligados. No período em que a chave T1/D1 está desligada e a chave T2/D2 está em condução, o diodo D3 estará em condução e o indutor L1 carrega o capacitor C1. No período em que a chave T2/D2 está desligada e a chave T1/D1 conduz, o diodo D4 estará em condução e a tensão na saída será a soma da tensão de entrada, a tensão do indutor L2 e a tensão do capacitor C1. Não ocorre intervalo no qual as chaves T1/D1 e T2/D2 estão desligadas simultaneamente devido à defasagem de 180° e a operação com razão cíclica maior do que 0,5. No caso de operação com razão cíclica inferior a 0,5, a relação de ganho estático é alterada, reduzindo o ganho de tensão.

Deste modo, parte da energia é processada em dois estágios, pois é primeiramente armazenada no capacitor intermediário C1 e depois transferida para a saída. O capacitor C1 é dimensionado para metade da tensão de saída, assim como as chaves T1/D1 e T2/D2.

$$VO = \frac{2.Vi}{(1-\delta)} \quad (1.65)$$

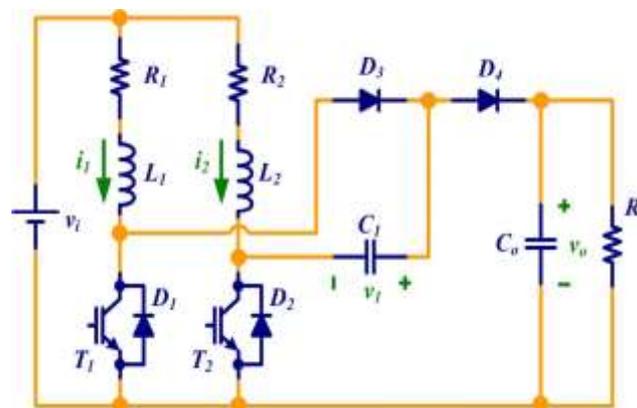


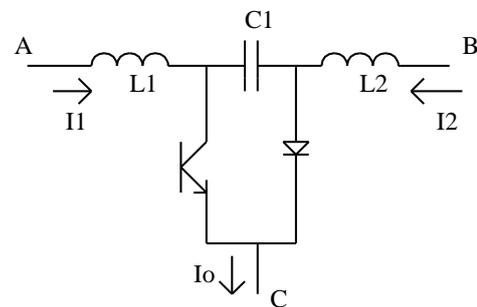
Figura 1.31 Conversor *boost* dobrador de tensão

⁶ Jang, Y. and Jovanović, M. M., "Interleaved Boost Converter With Intrinsic Voltage-Doubler Characteristic for Universal-Line PFC Front End," *Trans. on Power Electronics*, vol. 22, no. 4, Jul. 2007.

1.12 Exercícios

- Para o conversor abaixador-elevador de tensão, em condução contínua, obtenha uma expressão para a relação V_o/E considerando as perdas devido à resistência do indutor.
- Para um conversor Ćuk, considere os seguintes valores: $E=48$ V, $V_o=36$ V, $R_o=9$ Ω , $f_{chav}=64$ kHz, $L_1=10$ mH, $L_2=1$ mH, $C_o=100$ μ F; rendimento de 100%.
 - Determine se o conversor está operando no MCC ou no MCD.
 - Calcule o ciclo de trabalho no ponto de operação.
 - Determine o valor do capacitor intermediário (C1), de modo que a ondulação de tensão sobre ele seja de 0,5 V (pico a pico).
 - Determine o valor da corrente média de entrada e a sua ondulação (pico-a-pico).

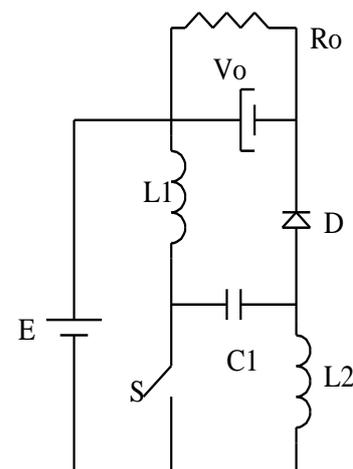
- Considere o circuito mostrado ao lado, supondo que a tensão de entrada (E) está aplicada entre os pontos A (positivo) e B. A tensão de saída, V_o , está entre os pontos C (positivo) e B. Considere os seguintes dados: $E=300$ V, $\delta=0,5$, $R_o=100$ Ω .



- Determine a característica estática entre a tensão de saída e a tensão de entrada, supondo funcionamento no MCC, em função do ciclo de trabalho. Indique as suposições necessárias.
- Determine as seguintes grandezas: Tensão de saída; potência de entrada; correntes médias nos indutores L1 e L2. Suponha o capacitor de saída grande o suficiente para que V_o seja praticamente constante.

- Para o conversor cc-cc mostrado no circuito ao lado,

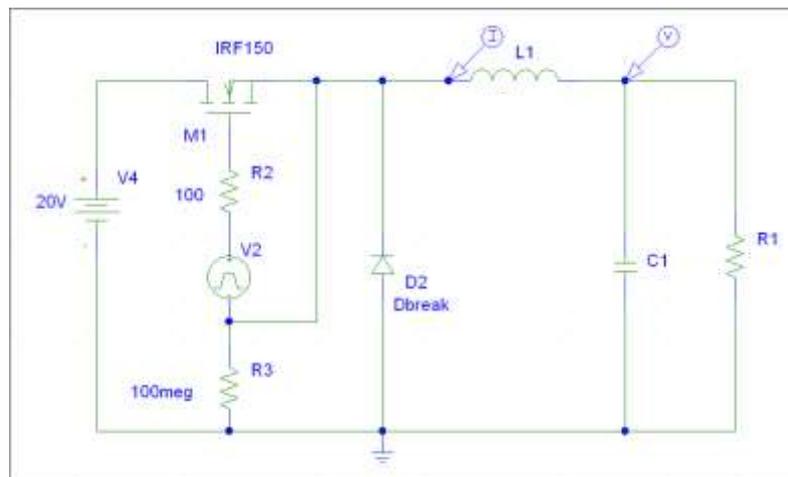
- Identifique, por inspeção, a polaridade da tensão de saída e a tensão média que há sobre o capacitor C1.
- Determine a característica estática entre a tensão de saída e a tensão de entrada, supondo funcionamento no MCC, em função do ciclo de trabalho. Indique as suposições necessárias. Comente sobre as eventuais restrições sobre o ciclo de trabalho para que seja possível o funcionamento desta topologia.
- Considere os seguintes dados: $E=10$ V, $\delta=0,75$, $R_o=10$ Ω . Determine as seguintes grandezas: Tensão de saída; potência de entrada; correntes médias de entrada (na fonte), de saída (no diodo), em L1 e em L2. Suponha o capacitor de saída grande o suficiente para que V_o seja praticamente constante.



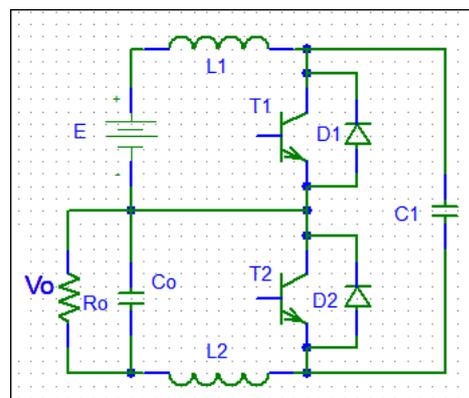
- Para um conversor elevador de tensão (*boost*), considere os seguintes valores: $E=100$ V, $R_o=200$ Ω , $f_{chav}=10$ kHz, $L=1$ mH, $C_o=47$ μ F; $\delta=0,5$; eficiência de 100%.
 - Determine se o conversor está operando no MCC ou no MCD.
 - Calcule a tensão média de saída;
 - Determine o valor da ondulação da corrente pelo indutor (pico-a-pico);
 - Determine o intervalo em que não há corrente no circuito (tx).

6. O circuito abaixo representa uma fonte chaveada do tipo abaixadora de tensão. O transistor é comandado por um pulso quadrado com largura 50%, em 25 kHz. Deseja-se obter 10 V na saída, com um *ripple* de tensão de 1%. A corrente nominal de saída é de 5 A. Os pulsos de comando do transistor devem variar entre -15 e +15 V, com tempos de subida e de descida de 100 ns.

- Calcule e use na simulação a indutância para operar no MCC com uma corrente de saída de 1 A.
- Calcule o capacitor de filtro para o *ripple* de tensão indicado.
- Simule o circuito, pelo menos por 10 ms, partindo de condições iniciais nulas tanto no indutor quanto no capacitor, e verifique se os valores teóricos correspondem aos simulados. Explique eventuais discrepâncias. Inicialmente a carga deve corresponder a uma corrente de 5 A e, em seguida, alterar para 1 A (valores médios).
- Calcule o valor da tensão de saída, caso se opere no MCD com corrente média de saída de 0,5 A.
- Simule o circuito, agora no MCD, partindo de condições iniciais nulas tanto no indutor quanto no capacitor, e verifique se os valores teóricos correspondem aos simulados. Determine o valor de R1 considerando o valor esperado para a nova tensão de saída e a corrente média desejada. Explique eventuais discrepâncias.



7. Usando o procedimento padrão, determine a característica estática no MCC do circuito ao lado. A largura de pulso é definida para o T1 e T2 opera de modo complementar.



8. Demonstre que o valor da capacitância de saída de um conversor *buck-boost*, operando no

MCD, é dado por:
$$C_o = \frac{I_o \cdot \tau}{\Delta V_o} \cdot \left(1 - \frac{K}{\delta}\right)^2$$