

### 3 Topologias Básicas de Conversores CC-CC

Serão apresentadas neste capítulo algumas topologias básicas de conversores CC-CC. Tais conversores podem adequar o nível da tensão proveniente de fontes de energia CC, como painéis fotovoltaicos, células a combustível ou baterias, às necessidades das cargas.

Além da modelagem estática, apresentada a seguir, é muito importante o comportamento dinâmico destes conversores, o qual permite o projeto dos sistemas de controle que produzem o comando adequado dos conversores. Tal modelagem não será apresentada neste curso. Há uma infinidade de outras topologias descritas na literatura<sup>1</sup>, no entanto, praticamente todas são derivadas das estruturas básicas apresentadas na sequência.

#### 3.1 Princípios para análise simplificada de conversores

As análises que se seguem consideram que os conversores não apresentam perdas de potência, possuindo rendimento 100%, ou seja, a potência ativa de entrada é igual à potência ativa de saída. Os interruptores (transistores e diodos) operam como chave 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. Embora sejam simplificações, a tecnologia atual permite obter (com os devidos cuidados de projeto) rendimentos superiores a 90%, que se eleva à medida que a potência processada aumenta, de modo que a suposição de um circuito sem perdas é bastante razoável. Na prática, são as limitações na capacidade de bloqueio de tensão e de condução de corrente que limitam o uso dos interruptores. As perdas de potência, que ocorrem na comutação destes dispositivos, limitam a máxima frequência de comutação.

Serão apresentadas estruturas circuitais básicas que realizam a função de, a partir de uma fonte de tensão de entrada, fornecer uma tensão de valor ajustável na saída, com possibilidade de controlar as correntes, seja de entrada ou de saída. No caso de uma saída em tensão, existe um filtro capacitivo na saída, de modo a manter, sobre ele, uma tensão estabilizada e de ondulação tão pequena quanto se queira.

Os circuitos serão estudados, inicialmente, considerando que os interruptores comutam a uma dada frequência (cujo período é designado por  $\tau$ ), 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, razão cíclica (*duty-cycle*). Normalmente se procura trabalhar na mais elevada frequência possível, pois isso leva a uma redução nos valores de indutância e de capacitância utilizados no conversor, o que contribui para redução de volume, massa e custo.

Nos conversores apresentados a seguir são omitidos os circuitos auxiliares utilizados para o comando dos transistores (*drivers*). São indicados transistores bipolares, embora quaisquer dispositivos desse tipo (como IGBTs, MOSFETs, GTOs, IGCTs, etc.) possam ser utilizados. Uma apresentação sucinta destes componentes foi realizada no capítulo 1 e uma discussão mais aprofundada pode ser vista na disciplina Eletrônica de Potência I<sup>2</sup> (IT302).

A obtenção da “Característica Estática” pode ser feita a partir do comportamento do elemento que transfere energia da entrada para a saída. Sabe-se que a tensão média sobre uma indutância, em regime, é nula; assim como a corrente por um capacitor, em regime permanente, é nula.

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.

---

<sup>1</sup> Estudos mais completos destes circuitos, bem como a modelagem dinâmica são feitos na disciplina IT505 – Fontes Chaveadas. <http://www.fee.unicamp.br/dse/antenor/it505-fontes-chaveadas>

<sup>2</sup> <http://www.fee.unicamp.br/dse/antenor/it302-eletrônica-de-potência-i-pós-graduação>

- 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 média 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.

Há importantes aspectos relacionados ao tipo de capacitor (eletrolítico, filme plástico, etc.) e aos indutores e tipos de núcleo magnético que também não serão abordados, posto que é assunto da disciplina IT505.

### 3.2 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 3.1 mostra a topologia.

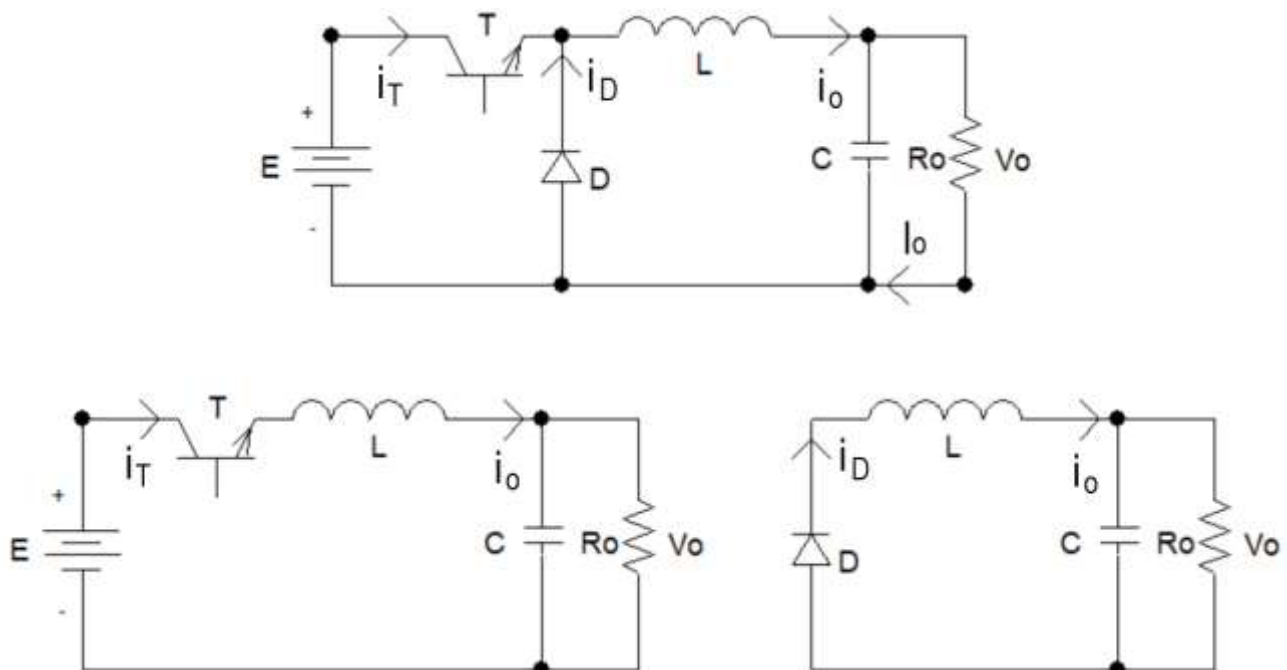


Figura 3.1 Conversor abaixador de tensão e estágios de operação no modo de condução contínua

Com o transistor conduzindo o diodo está cortado desligado pois fica reversamente polarizado. Nesse intervalo transfere-se energia da fonte para o indutor (aumento de  $i_o$ ) e para o capacitor (quando  $i_o > V_o/R$ ).

Quando  $T$  desliga, a decorrente inversão da polaridade da tensão sobre a indutância leva o diodo à condução, dando continuidade à corrente do indutor. A energia armazenada em  $L$  é transferida 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,  $E$ .

Devido às posições do indutor e do interruptor, nesse conversor a corrente de saída pode apresentar baixa ondulação, enquanto a corrente de entrada é sempre recortada, possuindo elevadas componentes de alta frequência. Caso tal situação não seja aceitável para a fonte, deve ser incluído algum tipo de filtro na entrada, com o objetivo de preservar o bom funcionamento da fonte.

Se a corrente pelo indutor não vai a zero durante a condução do diodo, diz-se que o circuito opera no modo de condução contínua (MCC). Caso contrário tem-se o modo de condução descontínua (MCD). Via de regra prefere-se operar no MCC devido a propiciar 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.

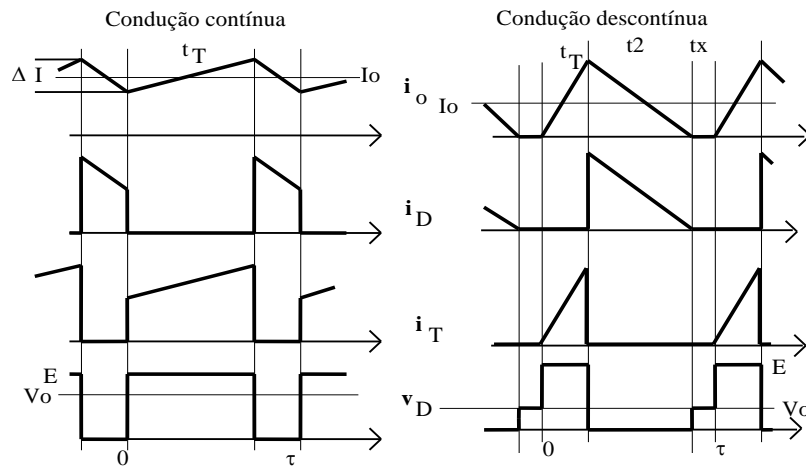


Figura 3.2 Formas de onda típicas nos modos de condução contínua e descontínua

### 3.2.1 Modo de condução contínua (MCC)

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 permanente, é nula, como mostrado na figura 3.3.

$$A1 = A2 \tag{3.1}$$

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

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

$$(E - V_o) \cdot t_T = V_o \cdot (\tau - t_T) \tag{3.2}$$

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

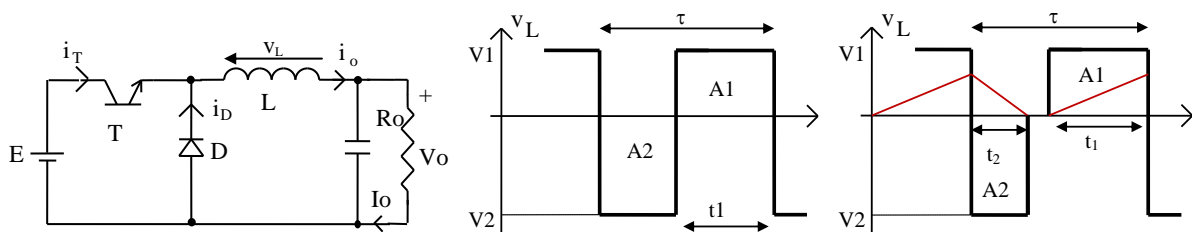


Figura 3.3 Tensão sobre uma indutância em regime permanente nos MCC e MCD.

### 3.2.2 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:

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

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

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

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

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:

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

$$\frac{V_o}{E} = 1 - \frac{2 \cdot L \cdot I_i}{E \cdot \tau \cdot \delta^2} \quad (3.9)$$

$$V_o = \frac{E}{1 + \frac{2 \cdot L \cdot I_o}{E \cdot \tau \cdot \delta^2}} \quad \Rightarrow \quad \frac{V_o}{E} = \frac{E \cdot \tau \cdot \delta^2}{2 \cdot L \cdot I_o + E \cdot \tau \cdot \delta^2} \quad (3.10)$$

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

$$K = \frac{L \cdot I_o}{E \cdot \tau} \quad (3.11)$$

A relação saída/entrada pode ser reescrita como:

$$\frac{V_o}{E} = \frac{\delta^2}{\delta^2 + 2 \cdot K} \quad (3.12)$$

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

$$\delta_{\text{crit}} = \frac{1 \pm \sqrt{1 - 8 \cdot K}}{2} \quad (3.13)$$

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. 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.

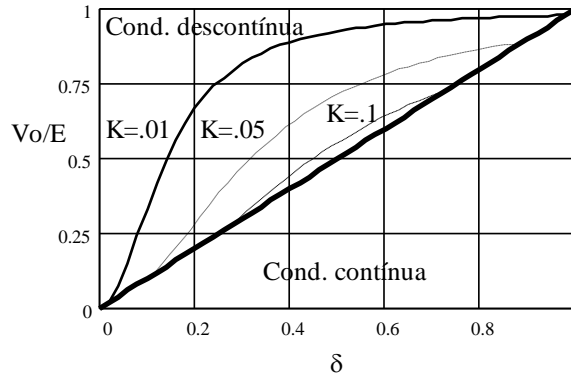


Figura 3.4 Característica de controle do conversor abaixador de tensão nos modos contínuo e descontínuo.

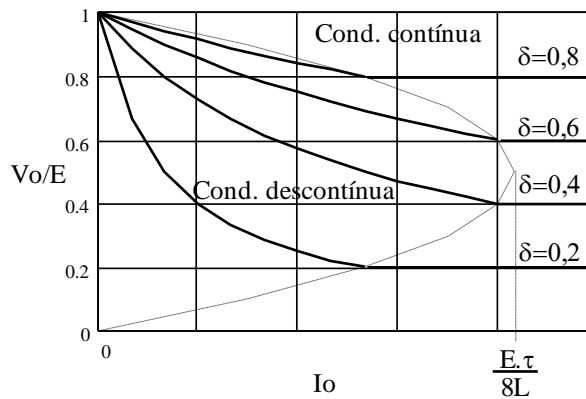


Figura 3.5 Característica de saída do conversor abaixador de tensão nos modos contínuo e descontínuo.

### 3.2.3 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:

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

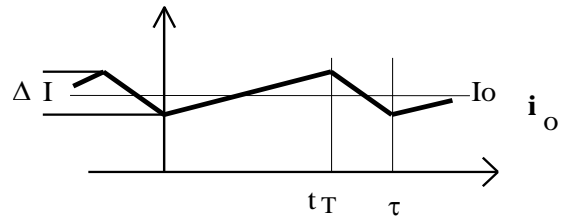
Se se deseja operar sempre no modo contínuo deve-se ter:

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

O capacitor de saída pode ser definido a partir do valor admitido de variação da tensão, 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 (3.17) em (3.16) tem-se:

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

Logo,

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

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

Este conversor é muito utilizado nas aplicações em foco nesta disciplina. Normalmente fontes CC, como painéis fotovoltaicos, células a combustível e baterias, fornecem tensões de valor baixo (dezenas de volts), enquanto são necessárias tensões de algumas centenas de volts para a alimentação de cargas ou para a injeção de energia na rede CA.

Pelo posicionamento do indutor, observa-se que a corrente absorvida da fonte apresenta baixa ondulação, não sendo recortada. Já a corrente de saída (pelo diodo) é recortada.

Quando o transistor conduz, a tensão  $E$  é aplicada ao indutor e o diodo fica reversamente polarizado. Acumula-se energia em  $L$ , a qual será enviada ao capacitor e à carga quando  $T$  desligar, levando o diodo à condução. A figura 3.6 mostra esta topologia.

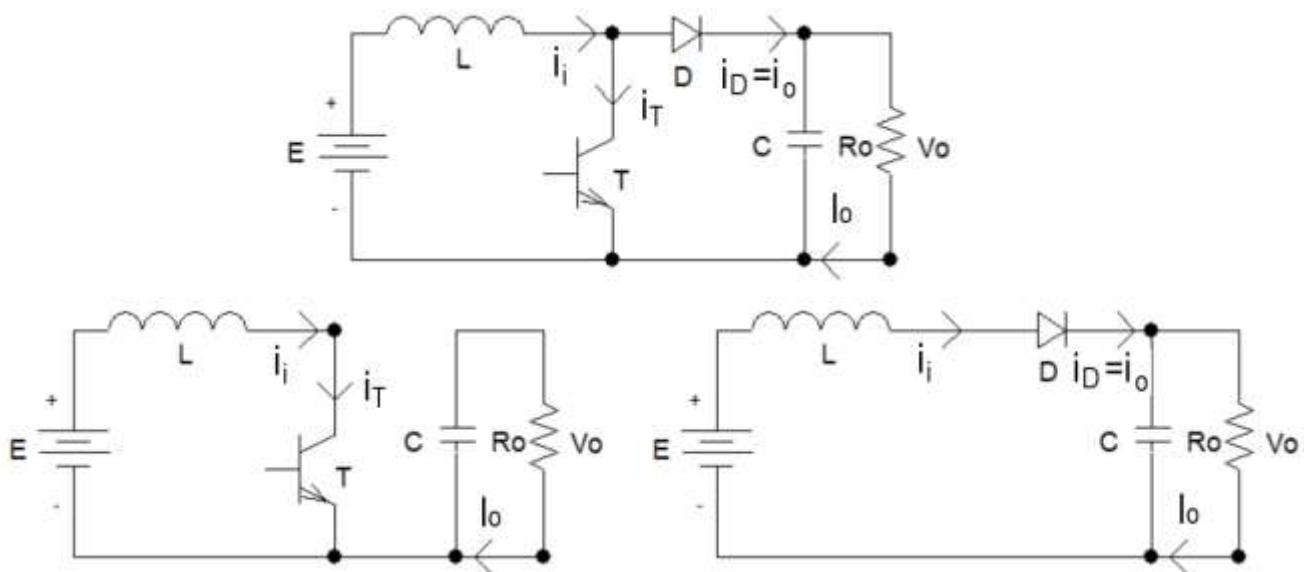
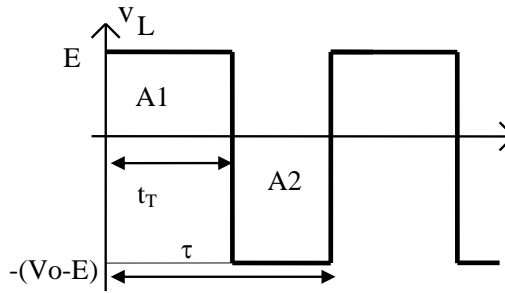


Figura 3.6 Conversor elevador de tensão e estágios de operação no modo de condução contínua.

A corrente de saída, pelo diodo,  $i_o$ , é sempre descontínua. Dado o efeito de filtragem do capacitor  $C_o$ , é usual considerar que a corrente pela carga  $R_o$  tem ondulação desprezível, de modo que toda ondulação presente na corrente do diodo circula pelo capacitor. Por outro lado,  $i_i$  (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 de condução contínua ou descontínua, considerando a corrente pelo indutor. As formas de onda são mostradas na figura 3.7.

### 3.3.1 Modo de condução contínua



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

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

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

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

Teoricamente, quando o ciclo de trabalho tende à unidade a tensão de saída tende a 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 se tornam maiores do que a energia transferida pelo indutor para a saída.

### 3.3.2 Modo de condução descontínua

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

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

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

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:

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

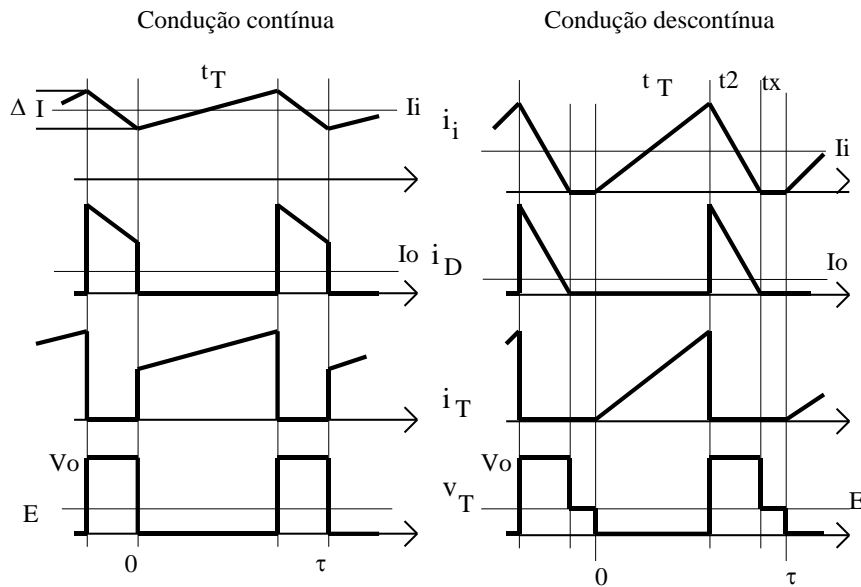


Figura 3.7 Formas de onda típicas de conversor *boost* com entrada CC

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

$$\delta_{crit} = \frac{1 \pm \sqrt{1 - 8 \cdot K}}{2} \tag{3.25}$$

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. 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.

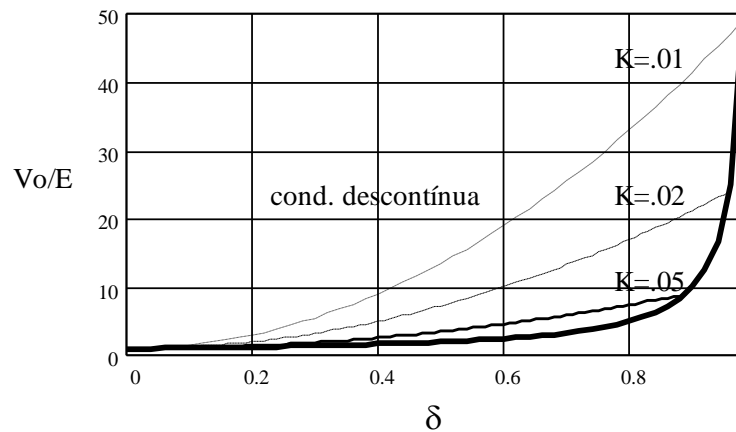


Figura 3.8 Característica estática do conversor elevador de tensão nos modos de condução contínua e descontínua, para diferentes valores de K.



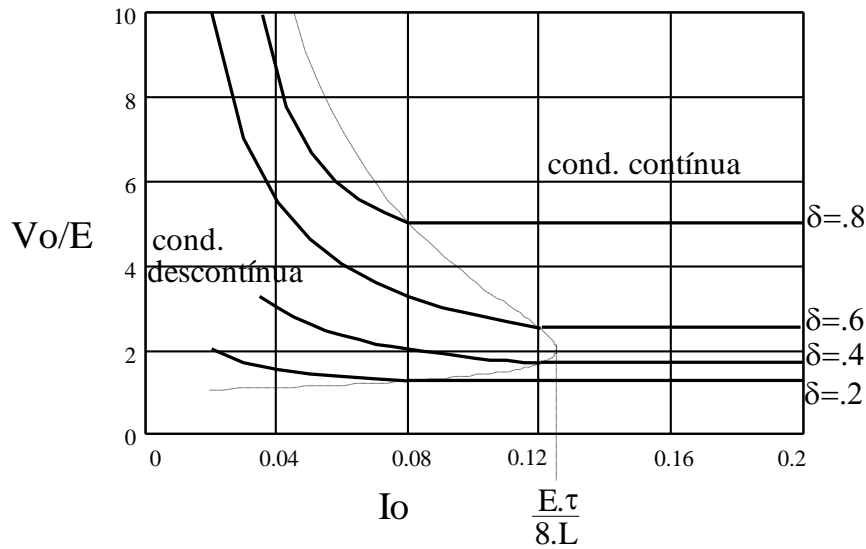


Figura 3.9 Característica de saída do conversor elevador de tensão, normalizada em relação a  $(E\tau/L)$

### 3.3.3 Dimensionamento de L e de C

O limiar para a condução descontínua é dado por:

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

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

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

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.

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

### 3.4 Conversor abaixador-elevador de tensão (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).

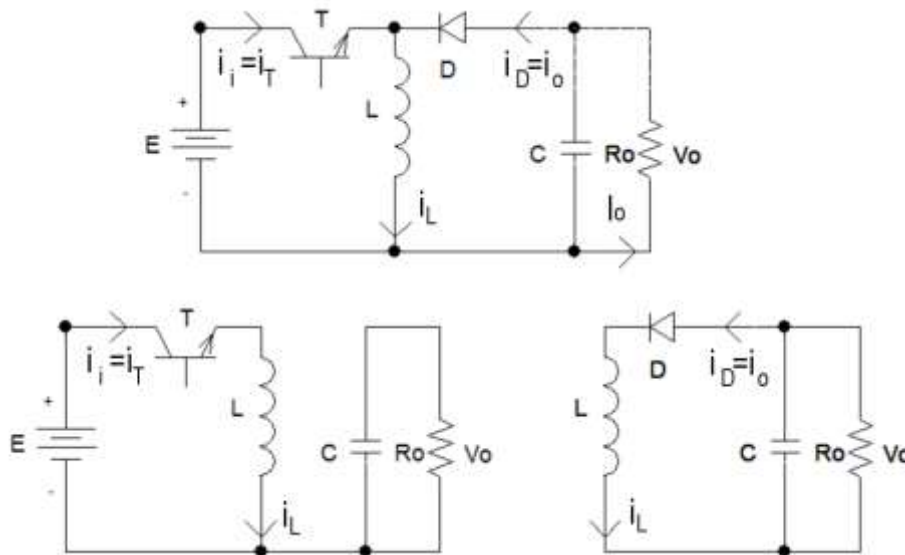
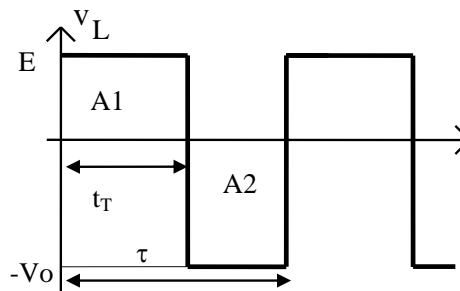


Figura 3.10 Conversor abaixador-elevador de tensão e estágios de operação no modo de condução contínua.

**3.4.1 Modo de condução contínua**



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

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

$$V_o = \frac{E \cdot \delta}{1 - \delta} \tag{3.31}$$

**3.4.2 Modo de condução descontínua**

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

$$V_o = \frac{E \cdot \delta}{1 - \delta - \frac{t_x}{\tau}} \tag{3.32}$$

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

$$I_{i_{max}} = \frac{E \cdot t_T}{L} \tag{3.33}$$

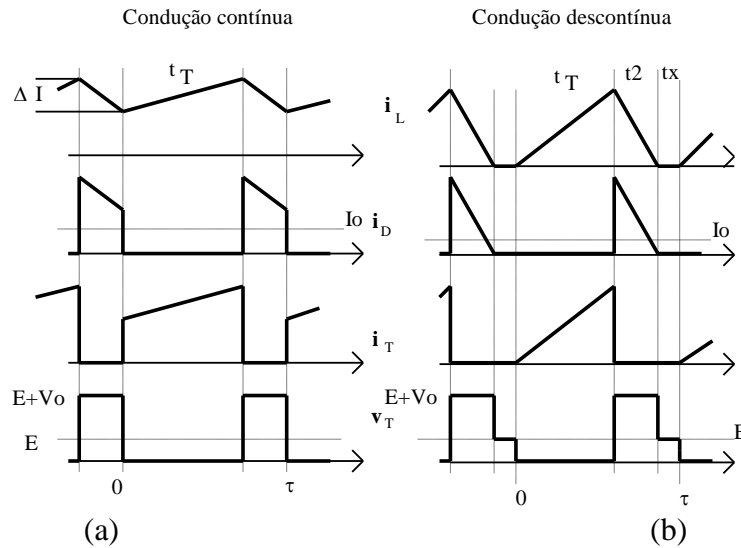


Figura 3.11 Formas de onda do conversor abaixador-elevador de tensão operando em condução contínua (a) e descontínua (b).

Seu valor médio é:

$$I_i = \frac{I_{i_{max}} \cdot t_T}{2 \cdot \tau} \tag{3.34}$$

Do balanço de potência tem-se:

$$I_i = \frac{I_o \cdot V_o}{E} \tag{3.35}$$

O que permite escrever:

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

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

$$P_o = \frac{E^2 \cdot \tau \cdot \delta^2}{2 \cdot L} \tag{3.37}$$

A relação saída/entrada pode ser reescrita como:

$$\frac{V_o}{E} = \frac{\delta^2}{2 \cdot K} \tag{3.38}$$

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

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

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

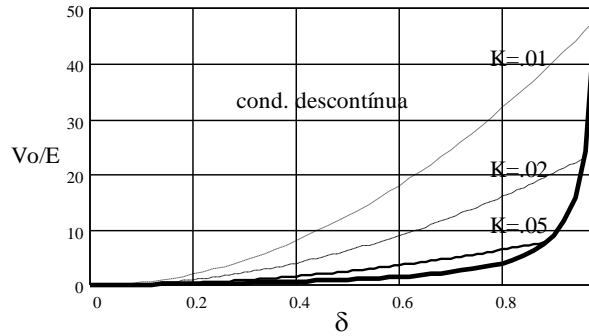


Figura 3.12 Característica estática do conversor abaixador-elevador de tensão nos modos de condução contínua e descontínua, para diferentes valores de K.

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. 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.

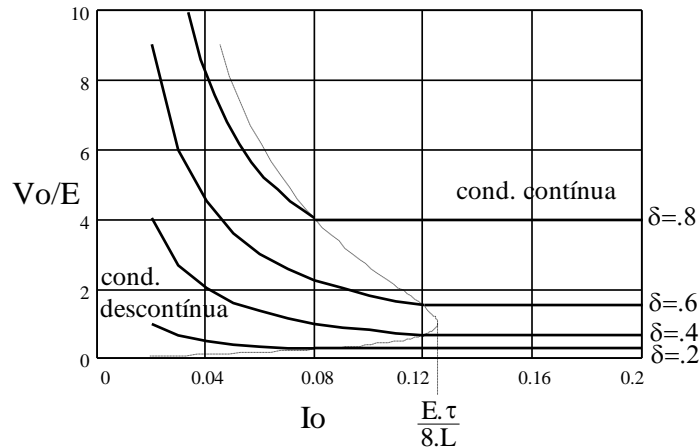


Figura 3.13 Característica de saída do conversor abaixador-elevador de tensão, normalizada em relação a  $(E \cdot \tau / L)$ .

### 3.4.3 Cálculo de L e de C

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

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

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

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

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

### 3.5 Outras topologias

Existem inúmeras topologias e foge do escopo desta disciplina um aprofundamento nesse tema. Serão citados, a título de exemplo, alguns destes circuitos.

#### 3.5.1 Conversor Ćuk

Diferentemente dos conversores anteriores, no conversor Ćuk, 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.

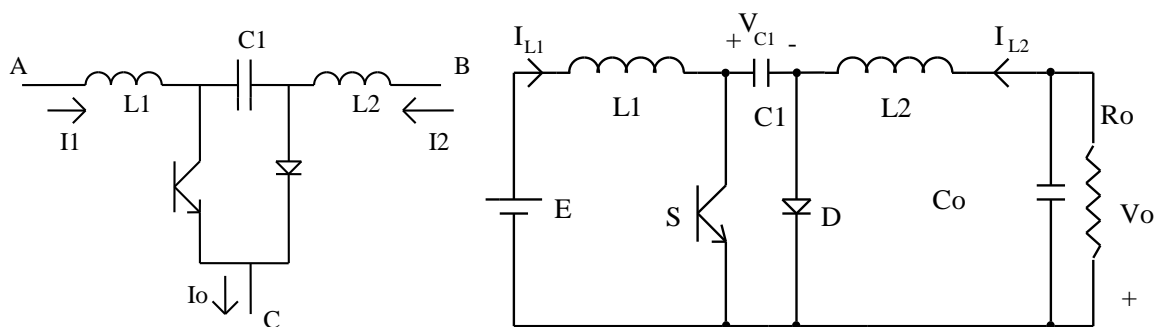


Figura 3.14 Célula básica do conversor Ćuk (esq.) e topologia Ćuk (*buck-boost*) original.

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 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.

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

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

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

$$V_o = \frac{E \cdot \delta}{1 - \delta} \quad (3.44)$$

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.

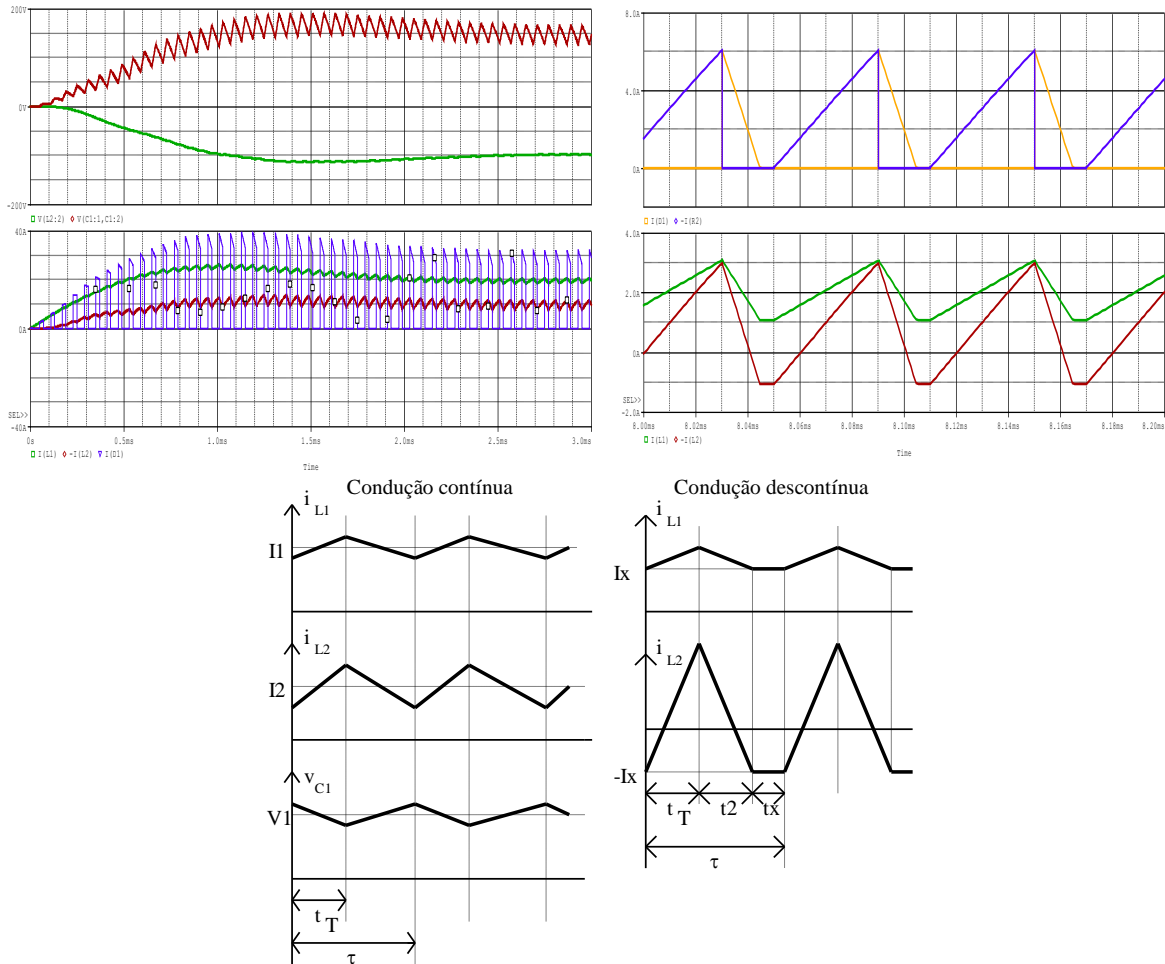


Figura 3.15. Formas de onda do conversor Ćuk em condução contínua e descontínua (simulação usando  $E=50\text{ V}$ ,  $\delta=2/3$ ,  $R_o=10\ \Omega$ ,  $L_1=1\text{ mH}$ ,  $L_2=500\ \mu\text{H}$ )

### 3.5.2 Conversor SEPIC

O conversor SEPIC (Single Ended Primary Inductance Converter) é mostrado na figura 3.18. Possui uma característica de transferência do tipo abaixadora-elevadora de tensão. Diferentemente do conversor Ćuk, a polaridade da tensão de saída é positiva e 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 do 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  $V_o+E$ .

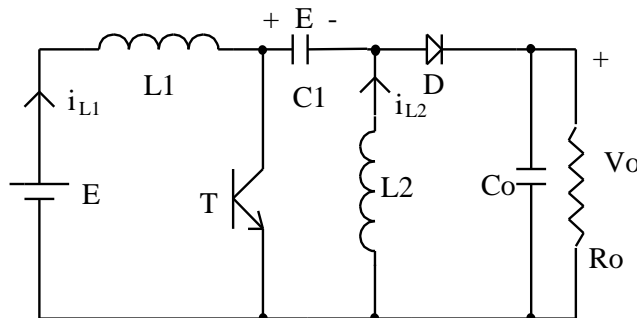


Figura 3.18 Topologia do conversor SEPIC.

### 3.5.3 Conversor Zeta

O conversor Zeta, cuja topologia está mostrada na figura 3.19, também possui uma característica abaixadora-elevadora de tensão. Assim como no SEPIC a polaridade da tensão de saída é positiva. Nesse caso a corrente de entrada é pulsada.

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 sobrecorrentes. A tensão a ser suportada pelo transistor e pelo diodo é igual a  $V_o + E$ .

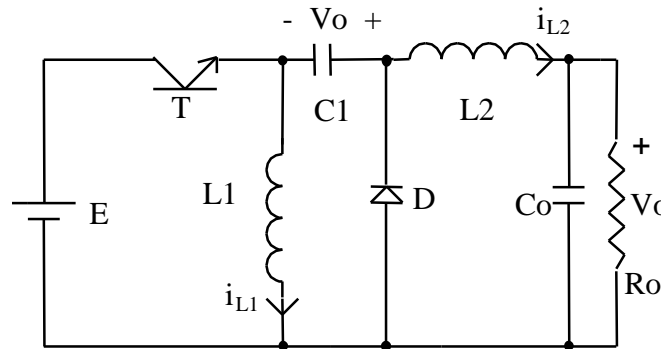


Figura 3.19 Topologia do conversor Zeta.

### 3.6 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 3.20 mostra a curva da tensão de saída normalizada em função da largura do pulso para o conversor elevador de tensão.

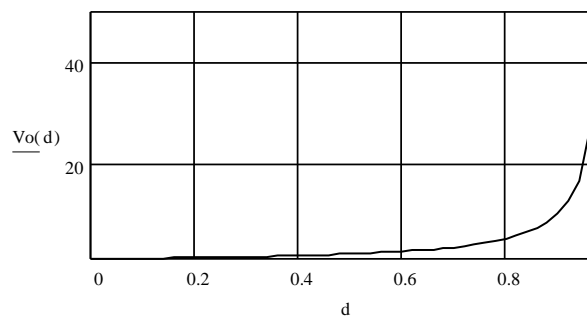


Figura 3.20 Característica estática de conversor elevador de tensão no modo contínuo.

Se considerarmos as perdas relativas ao indutor e à fonte de entrada, podemos redesenhar o circuito como mostrado na figura 3.21.

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 3.22.

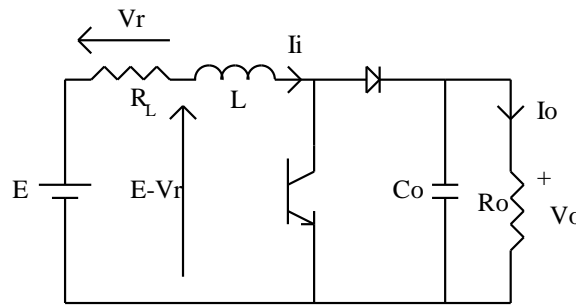


Figura 3.21 Conversor elevador de tensão considerando a resistência do indutor.

$$V_o = \frac{E - V_r}{1 - \delta} \tag{3.45}$$

$$V_r = R_L \cdot I_i \tag{3.46}$$

$$V_o = R_o \cdot I_o$$

$$I_o = I_i \cdot (1 - \delta) \tag{3.47}$$

$$V_r = \frac{R_L \cdot I_o}{1 - \delta} = \frac{R_L \cdot V_o}{(1 - \delta) \cdot R_o} \tag{3.48}$$

$$V_o = \frac{E - \frac{R_L \cdot V_o}{(1 - \delta) \cdot R_o}}{1 - \delta} = \frac{E}{1 - \delta} - \frac{R_L \cdot V_o}{R_o \cdot (1 - \delta)^2} \tag{3.49}$$

$$\frac{V_o}{E} = \frac{1 - \delta}{(1 - \delta)^2 + \frac{R_L}{R_o}} \tag{3.50}$$

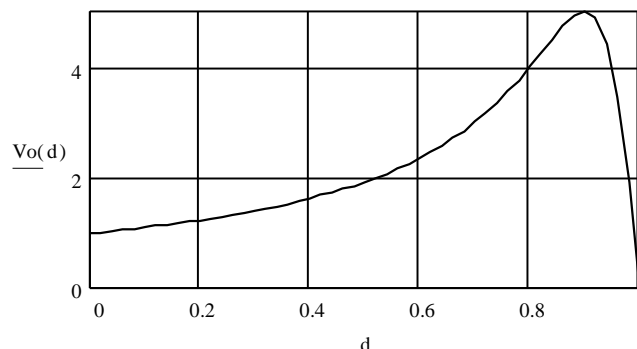


Figura 3.22. Característica estática de conversor elevador de tensão, no modo contínuo, considerando as perdas devido ao indutor.

### 3.7 Topologias básicas de conversores CC-CC com isolação

Em muitas aplicações é necessário que a saída esteja eletricamente isolada da entrada, fazendo-se uso de transformadores. Em outros casos, o uso de transformadores é conveniente para evitar, dados os valores de tensões de entrada e de saída, o emprego de ciclos de trabalho muito estreitos ou muito largos.

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 Diferenças entre um transformador e indutores acoplados

Em um elemento magnético a grandeza que não admite descontinuidade é o fluxo magnético. De acordo com a lei de Faraday, a variação do fluxo magnético produz uma força eletromotriz proporcional à taxa de variação deste fluxo:  $e = -\frac{d\Phi}{dt}$ . Deste modo, uma descontinuidade no fluxo produziria uma tensão infinita, o que não é possível. Na prática, a tentativa de interrupção de um fluxo magnético produzido pela circulação de uma corrente, leva ao surgimento uma tensão grande o suficiente para que a corrente (e o fluxo) não se interrompa.

Em outras palavras, a energia acumulada no campo magnético não pode desaparecer instantaneamente. No caso ilustrado na figura 3.23, o aumento da tensão produzido pela tentativa de abertura do interruptor leva ao surgimento de um arco que dá continuidade à corrente (e ao fluxo) e dissipa a energia anteriormente acumulada no campo magnético  $\left(\frac{L \cdot I^2}{2}\right)$ .

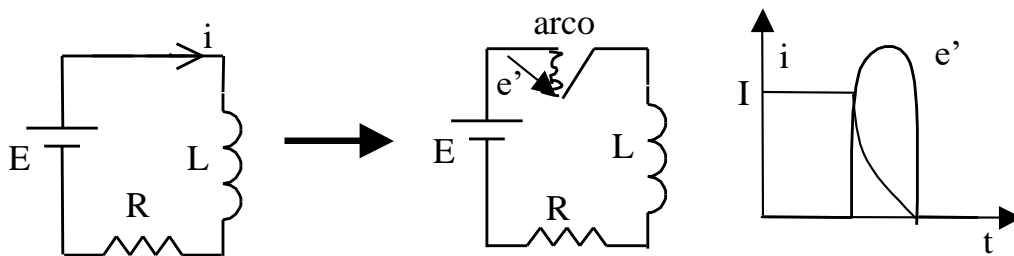


Figura 3.23 Processo de interrupção de corrente (fluxo magnético).

Quando se analisa um circuito elétrico, resulta da lei de Faraday a equação do indutor:  $v_L = L \cdot \frac{di}{dt}$ . Desta equação resulta uma afirmação usual de que é impossível obter uma variação instantânea da corrente por um indutor, pois isso exigiria a existência de uma tensão infinita.

No entanto, a grandeza física que não admite descontinuidade é o fluxo magnético e não a corrente. Em um indutor simples, fluxo e corrente são associados pela indutância ( $\Phi = L \cdot i$ ).

Alguns dispositivos magnéticos, no entanto, podem dispor de mais de um enrolamento pelo qual é possível circular corrente e, desta forma, contribuir para a continuidade do fluxo magnético.

### 3.7.2 Funcionamento de um transformador

Considere-se a figura 3.24 que mostra um elemento magnético que possui dois enrolamentos com espiras N1 e N2, colocados em um mesmo núcleo ferromagnético. Suponhamos que o acoplamento dos fluxos magnéticos produzidos por estes enrolamentos seja perfeito (dispersão nula).

A polaridade dos enrolamentos está indicada pelos “pontinhos”. Esta representação significa que uma tensão positiva  $e_1$  produz uma tensão também positiva  $e_2$ . Outra interpretação útil, relativa à circulação de correntes, é que correntes que entram pelos terminais marcados produzem fluxos no mesmo sentido.

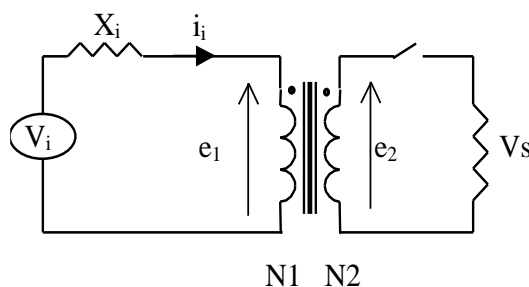


Figura 3.24 Princípio de funcionamento de transformador: secundário em aberto.

Com o secundário aberto, pelo primário circulará apenas uma pequena corrente, chamada de corrente de magnetização. Todas as tensões e correntes são supostas senoidais. O valor eficaz da tensão aplicada no primário,  $e_1$ , é menor do que a tensão de entrada,  $V_i$ . A corrente de magnetização produz um fluxo de magnetização no núcleo,  $\Phi_m$ .

$$i_i = \frac{V_i - e_1}{X_i} \quad (3.51)$$

$$e_2 = e_1 \cdot \frac{N_2}{N_1} \quad (3.52)$$

Quando se conecta uma carga no secundário, inicia-se uma circulação de corrente por tal enrolamento. A corrente do secundário produz um fluxo magnético que se opõe ao fluxo criado pela corrente de magnetização. Isto leva a uma redução do fluxo no núcleo. Pela lei de Faraday, ocorre uma redução na tensão  $e_1$ . Consequentemente, de acordo com (3.61), há um aumento na corrente de entrada,  $i_i$ , de modo que se reequilibre o fluxo de magnetização. Este comportamento está ilustrado na figura 3.25. Por esse comportamento se diz que a corrente de carga em um transformador tem um efeito desmagnetizante.

Verifica-se assim o processo que leva à reflexão da corrente da carga para o lado do primário, o qual se deve à manutenção do fluxo de magnetização do núcleo do transformador.

Um dispositivo magnético comporta-se como um transformador quando existirem, ao mesmo tempo, correntes em mais de um enrolamento, de maneira que o fluxo de magnetização seja essencialmente constante.

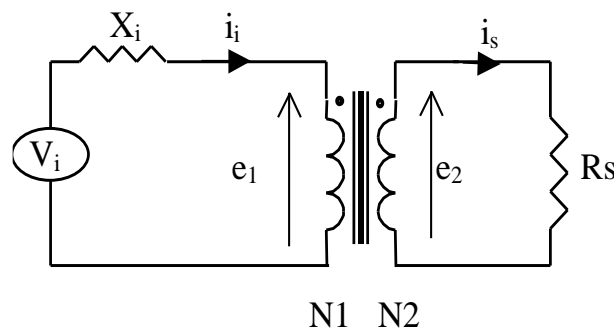


Figura 3.25 Princípio de funcionamento de transformador: secundário com carga.

### 3.7.3 Funcionamento de indutores acoplados

Outro arranjo possível para enrolamentos acoplados magneticamente é aquele em que a continuidade do fluxo é feita pela passagem de corrente ora por um enrolamento, ora por outro, garantindo-se um sentido de correntes que mantenha a continuidade do fluxo. Este é o que ocorre em um conversor *fly-back*, como será visto a seguir.

Para um mesmo valor de potência a ser transferido de um enrolamento para outro, o volume de um transformador será inferior ao de indutores acoplado, essencialmente devido ao melhor aproveitamento da excursão do fluxo magnético em ambos os sentidos da curva  $\Phi \times i$  (ou  $B \times H$ ). Com indutores acoplados a variação do fluxo é normalmente em um único quadrante do plano  $B \times H$ .

### 3.7.4 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" (em seu campo magnético) e o diodo fica reversamente polarizado. Quando T desliga há uma perturbação no fluxo. Isso gera uma tensão a qual se elevará até que surja um caminho que dê passagem a uma corrente que leve a manter a continuidade do fluxo.

Podem existir diversos caminhos que permitam a circulação de tal corrente. Aquele que efetivamente se efetivará é o que surge com a menor tensão.

No caso do circuito estudado, tal caminho se dará através do diodo que entra em condução assim que o transistor desliga. Para tanto a tensão no “secundário”,  $e_2$  deverá de elevar até o nível de  $V_o$ . A energia acumulada no campo magnético é enviada à saída. A figura 3.26 mostra o circuito e as formas de onda das correntes em ambos os enrolamentos.

Note-se que as correntes nunca se invertem e o mesmo, pode-se deduzir, ocorre com o fluxo magnético. Isso significa que, na curva de magnetização deste dispositivo explora-se apenas o 1º quadrante, ou seja, o material magnético é subaproveitado. A energia que é transferida para a saída é a própria energia utilizada para magnetizar o núcleo.

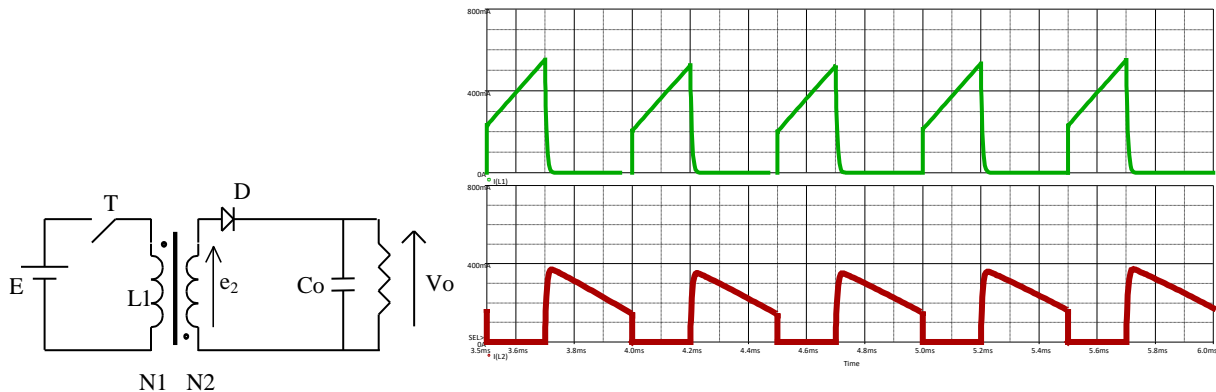


Figura 3.26 Conversor *fly-back* e formas de onda da corrente em N1 e em N2 ( $N1 < N2$ ).

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

$$V_o = \frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{E \cdot \delta}{(1 - \delta)} \tag{3.53}$$

Também no MCD a equação é a mesma do circuito não isolado, devendo-se apenas incluir o termo  $N_2/N_1$ .

É usual a colocação de entreferro (*gap*) no núcleo. Com isso se reduz a inclinação da curva  $\lambda \times i$  (ou seja, a indutância), possibilitando aumento da corrente sem que ocorra saturação do núcleo, como mostra a figura 3.27

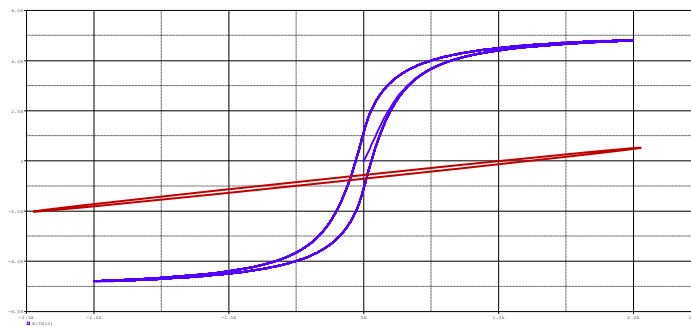


Figura 3.27 Curva de histerese ( $B \times H$ ) típica de ferrite (azul) e curva de histerese linearizada por entreferro de 0,2mm (vermelho).

### 3.7.5 Conversor *Ćuk* isolado

Neste circuito a isolamento 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 3.28 mostra o circuito. A tensão média sobre o capacitor C1 é a própria tensão de entrada, enquanto sobre C2 tem-se a tensão de

saída. As formas de onda confirmam a ocorrência de corrente simultaneamente em ambos os enrolamentos do transformador.

A operação no plano  $\lambda \times i$  se dá nos quadrantes I e II, permitindo o aproveitamento amplo do dispositivo magnético. A transferência de energia para a saída independe da magnetização do transformador.

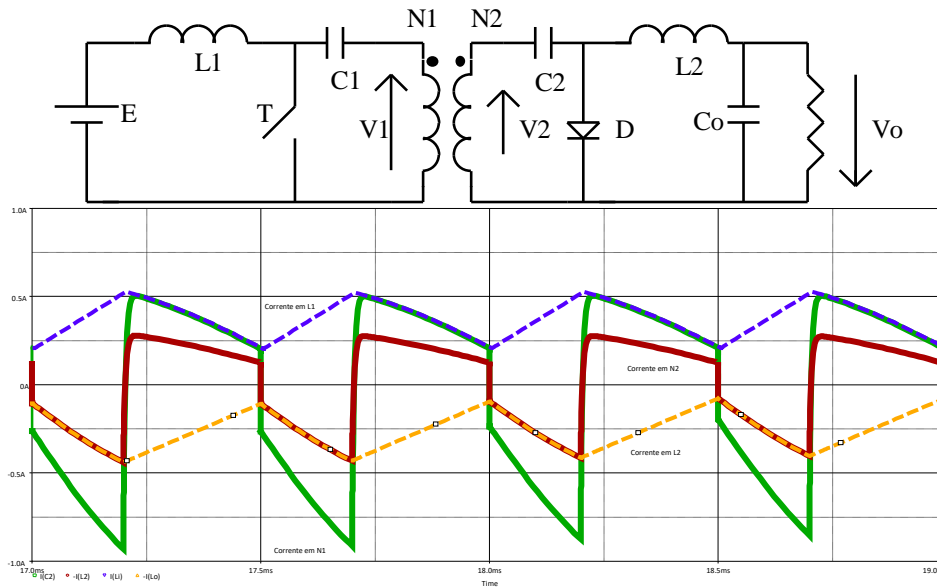


Figura 3.28 Conversor Ćuk com isolamento e formas de onda em L1 (azul), L2 (amarelo), N1 (verde) e N2 (vermelho) para  $N1 < N2$ .

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

$$V_o = \frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{E \cdot \delta}{(1 - \delta)} \tag{3.54}$$

O balanço de carga deve se verificar para C1 e C2. Com  $N1=N2$ ,  $C1=C2$ , tendo o dobro do valor obtido pelo método de cálculo indicado anteriormente no circuito sem isolamento. Para outras relações de transformação deve-se obedecer a  $N1.C1=N2.C2$ , ou  $V1.C1=V2.C2$ .

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

### 3.7.6 Conversor forward (derivado do abaixador de tensão)

O comportamento abaixador de tensão está associado ao estágio de saída, incluindo o diodo D3, indutor L e capacitor Co. Do funcionamento desta parte do circuito determina-se se o conversor deve ser analisado em condução contínua ou condução descontínua.

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.

O elemento magnético possui três enrolamentos. De N1 para N3 se dá a transferência de energia da fonte para a carga. Já o enrolamento N2 tem como função desmagnetizar o núcleo a cada ciclo, no intervalo em que o transistor permanece desligado. Durante este intervalo tem-se a condução de D2 e se aplica uma tensão negativa em N2, ocorrendo um retorno de toda energia associada à corrente de magnetização para a fonte. A figura 3.29 mostra o circuito.

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 3.29 também mostra o circuito equivalente no intervalo de desmagnetização.

O elemento magnético tem um comportamento híbrido entre indutores acoplados e transformador. A transferência de energia para o secundário não depende da magnetização. No entanto, a excursão no plano  $\lambda \times i$  ocorre apenas no quadrante I, limitando o aproveitamento no núcleo magnético.

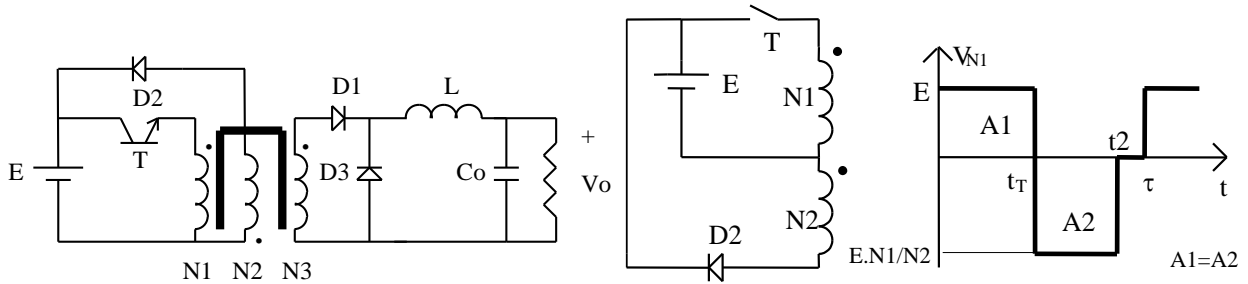


Figura 3.29 Conversor *forward* e operação do enrolamento de desmagnetização.

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

$$V_{N1} = E \quad 0 \leq t \leq t_T \quad \text{e} \quad V_{N1} = \frac{E \cdot N1}{N2} \quad t_T \leq t \leq t_2 \quad (3.55)$$

A figura 3.30 mostra formas de onda do circuito. Note que a corrente em N1, além da componente de magnetização (responsável pelo crescimento linear observado), apresenta um degrau (visível no início da condução) associado à reflexão da corrente do secundário ao primário. O pequeno degrau que se observa na corrente de N3 após o intervalo de desmagnetização (condução por N2) se deve à condução simultânea de D1 e D3, que dividem (de modo não homogêneo) a corrente da saída.

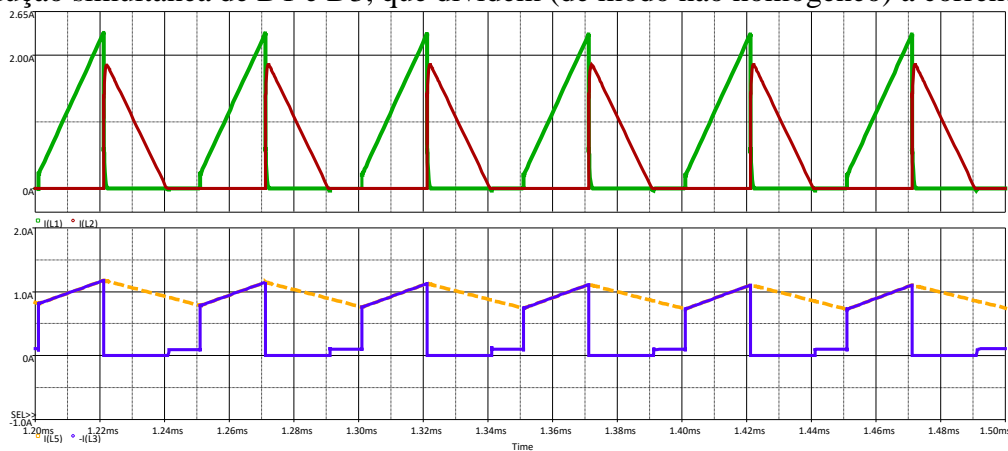


Figura 3.30 Formas de onda das correntes em N1(verde) e N2 (vermelho). Corrente em L (amarela) e em N3 (azul).  $N1=N2>N3$

### 3.7.7 Conversor push-pull

O conversor *push-pull* é, na verdade, um arranjo de dois conversores *forward*, trabalhando em contra-fase, conforme mostrado na figura 3.31. Tal arranjo permite a desmagnetização do núcleo a cada ciclo.

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

A tensão de saída no MCC é dada por:

$$V_o = \frac{2 \cdot E \cdot \delta_1}{n} \quad \text{e} \quad \delta_1 = \delta_2 \tag{3.56}$$

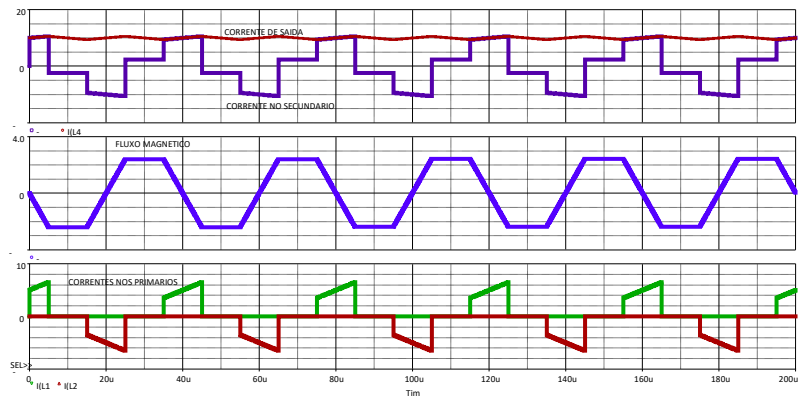
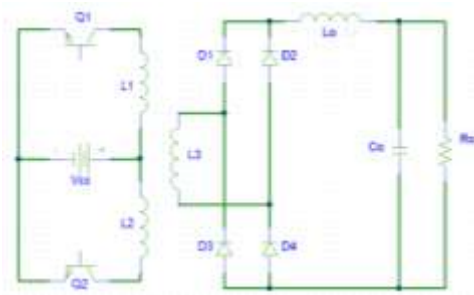


Figura 3.31 Conversor *push-pull* e formas de onda.

Acima: Corrente no indutor de saída e corrente no enrolamento secundário.

No meio: Forma de onda do fluxo magnético no núcleo (proporcional às correntes dos enrolamentos e suas indutâncias). Abaixo: Corrente em cada um dos primários.

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 no primário).

Quando se considera a corrente de magnetização, tem-se que a corrente em cada transistor é a corrente da saída refletida ao primário, somada à componente de magnetização. Durante o intervalo de livre-circulação, quando não há corrente nos primários, a magnetização tem que ser mantida pelo secundário. Como a tensão imposta nos enrolamentos de saída é nula (devido à condução simultânea dos diodos), uma componente de corrente (de magnetização) se mantém no(s) enrolamento(s) do secundário. Como resultado, as correntes pelos diodos do retificador não são iguais, a diferença entre elas é a corrente de magnetização.

Outra característica deste circuito refere-se à possibilidade de saturação do transformador caso a condução dos transistores não seja idêntica, o que é necessário para garantir uma tensão média nula aplicada ao primário. Caso ocorra um desequilíbrio na tensão, a presença de um nível CC leva a um aumento na corrente média (que deveria ser zero), conduzindo o transformador à saturação, como ilustra a figura 3.32.

A saturação poderá não ocorrer caso o desequilíbrio seja pequeno e as próprias resistências dos enrolamentos sejam capazes de permitir uma situação de equilíbrio que impeça o contínuo crescimento da corrente (a queda resistiva iguala a diferença de tensão entre os semiciclos).

A solução usual nos bons projetos é realizar um controle de corrente em cada primário, estabelecendo um nível máximo de corrente admissível (determinado dinamicamente pela malha de controle da tensão de saída). Quando tal corrente máxima é atingida desliga-se o transistor. Assim, caso o transformador comece a entrar em saturação, a redução da indutância faz com que a corrente cresça mais rapidamente, levando a um desligamento antecipado do transistor. Esse procedimento garante que a excursão de corrente (positiva e negativa) sempre será simétrica.

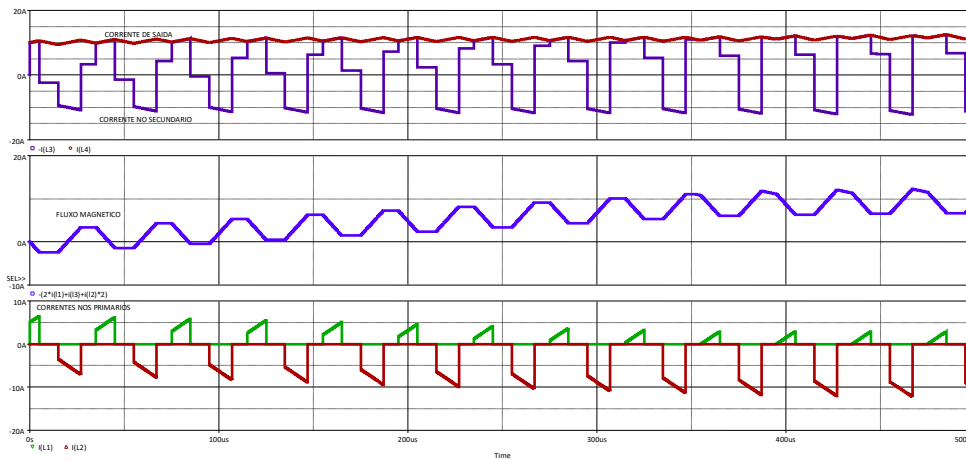


Figura 3.32 Comportamento de correntes e fluxo magnético na presença de um desequilíbrio de tensão aplicada nos primários.

### 3.7.8 Conversores em meia-ponte (half bridge) e ponte completa (full bridge)

Uma alteração no circuito que permite contornar ambos inconvenientes do conversor *push-pull* leva ao conversor com topologia em meia ponte, mostrado na figura 3.33. Neste caso cria-se um ponto médio na entrada, 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, para uma mesma potência.

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 3.34.

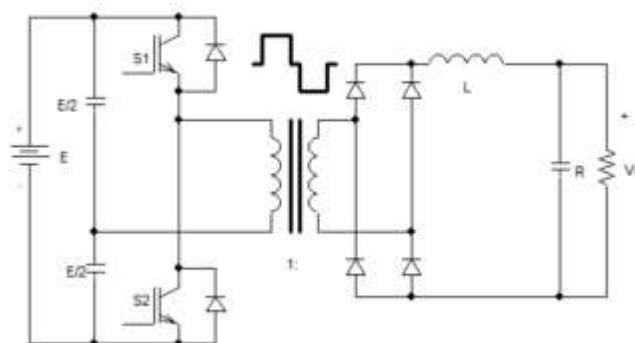


Figura 3.33 Conversor em meia-ponte.

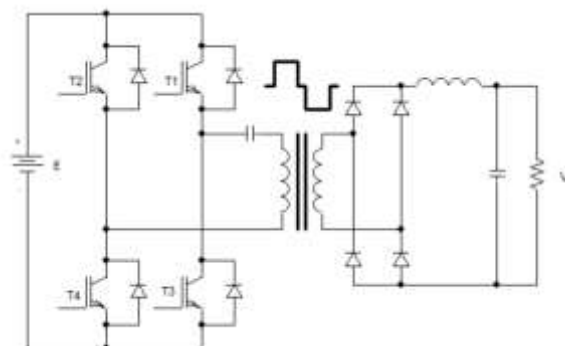


Figura 3.34 Conversor em ponte completa.

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). No caso do conversor em meia ponte, se a tensão intermediária for obtida com um divisor capacitivo, conforme mostra a figura, o capacitor de desacoplamento na saída não é necessário, já que os capacitores do lado CC cumprem tal função.

### 3.7.9 O efeito da dispersão de fluxo

As análises apresentadas até aqui consideram o acoplamento ideal entre os enrolamentos do dispositivo magnético, seja um transformador ou indutores acoplados. No entanto, tal realização é impossível e sempre haverá parte do fluxo produzido pela passagem de corrente em um enrolamento que não será concatenada, ou seja, sentida pelas espiras do outro enrolamento. Tal parcela dispersa de fluxo magnético não é passível de ser compensada pela corrente do outro enrolamento. Do ponto de vista elétrico, esse efeito é representado por uma “indutância de dispersão”, considerada em série com o enrolamento de magnetização.

Quando a operação de um conversor leva à interrupção ou inversão da corrente pelo acoplamento magnético, o fluxo concatenado é plenamente compensado, não havendo descontinuidades de fluxo. No entanto, a parcela dispersa sofre com a repentina mudança de derivada e tentativa de interrupção da corrente e, conseqüentemente, do fluxo. Isso produz uma tensão em tal “indutância de dispersão” que, de acordo com a lei de Lenz, atua de modo a se opor à variação do fluxo. O valor da tensão autoinduzida será aquele necessário para que se mantenha a continuidade do fluxo (e da corrente) até que seja consumida toda a energia presente em tal indutância.

A figura 3.35 ilustra um conversor *fly-back*, inicialmente com acoplamento ideal (unitário) e formas de onda de simulação. Os valores utilizados são  $L_p=1$  mH,  $L_s=250$   $\mu$ H (relação de espiras 2:1),  $t_T=11$   $\mu$ s,  $T=20$   $\mu$ s. A tensão de saída esperada é de 5 V e a largura de pulso é de 55% para compensar as perdas no circuito e a queda de tensão no diodo. A tensão a ser suportada pelo transistor é igual à soma da tensão da fonte com a tensão de saída refletida ao primário, ou seja, 20 V. Como a simulação foi feita com interruptores (diodo e MOSFET) não ideais, as capacitâncias destes dispositivos produzem componentes de corrente que podem ser observadas.

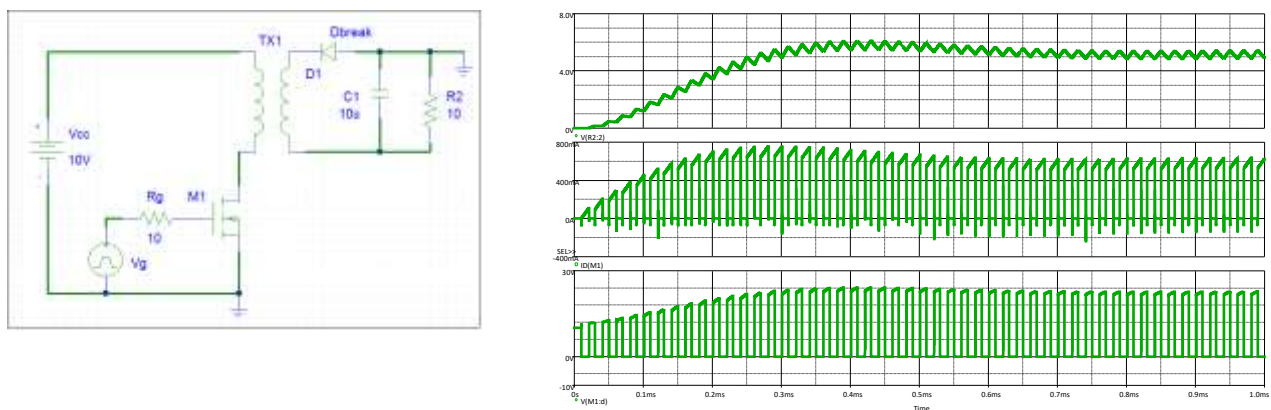


Figura 3.35 Conversor *fly-back*. Formas de onda com acoplamento ideal. Acima: Tensão de saída. No meio: corrente no transistor. Abaixo: Tensão sobre o transistor.

A figura 3.36 mostra o impacto de um acoplamento não ideal. No caso, o efeito é de uma indutância de dispersão em torno de 2  $\mu$ H (0,2% da indutância de magnetização). Observe que a tensão aplicada no transistor se torna muito maior, atingindo mais de 50 V, devido à tensão que surge na indutância de dispersão, que se soma com a tensão refletida e a tensão da fonte.

Além disso, ocorre uma ressonância entre a indutância de dispersão e as capacitâncias do MOSFET, como mostra a figura 3.37, em detalhe. Tal oscilação se dá em torno de 3,3 MHz, o que indica uma capacitância em torno de 1,1 nF, o que é condizente com as características do transistor em



questão (IRF150). Essa oscilação pode se converter em uma importante fonte de interferência eletromagnética, além do que eleva as perdas em todos os elementos do circuito.

Esses comportamentos indesejados devem ser limitados por meio de circuitos adicionais que minimizem a sobretensão e contenham a ressonância. Há diversas soluções possíveis, todas com o objetivo de absorver a energia presente na indutância de dispersão no momento da interrupção da corrente (desligamento do transistor). Nos circuitos mais simples tal energia será dissipada em algum elemento resistivo, como ilustra a figura 3.38. Circuitos mais complexos permitem a recuperação de tal energia e sua reciclagem na operação normal do conversor, mas não serão discutidos neste texto.

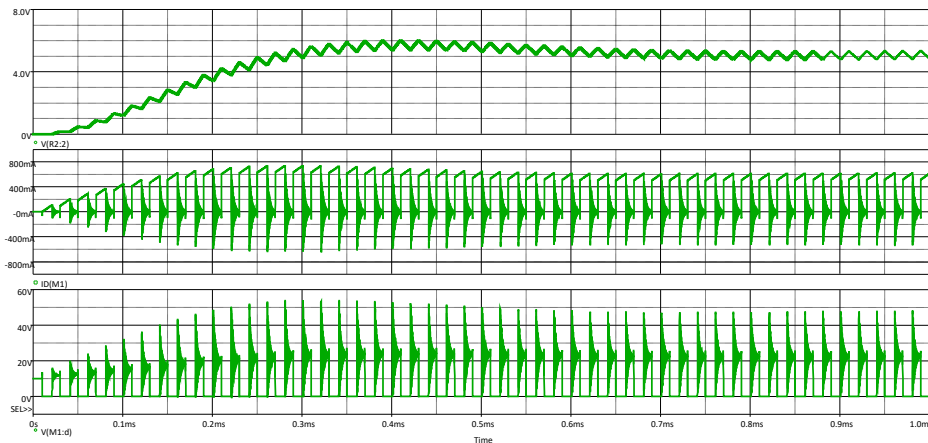


Figura 3.36 Formas de onda com dispersão. Acima: Tensão de saída. No meio: corrente no transistor. Abaixo: Tensão sobre o transistor.

O valor de tensão que o capacitor do circuito limitador (*clamer*) estabiliza depende da resistência de descarga. O ponto de equilíbrio será aquele em que a energia dissipada se iguala com a energia da indutância de dispersão. Aumentando o valor da resistência a tensão de equilíbrio se eleva.

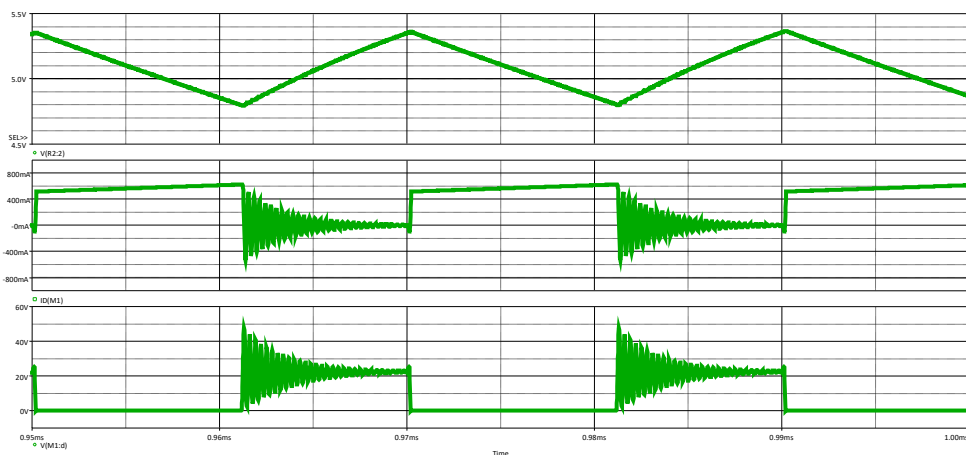


Figura 3.37 Detalhes de formas de onda com dispersão. Acima: Tensão de saída. No meio: corrente no transistor. Abaixo: Tensão sobre o transistor.

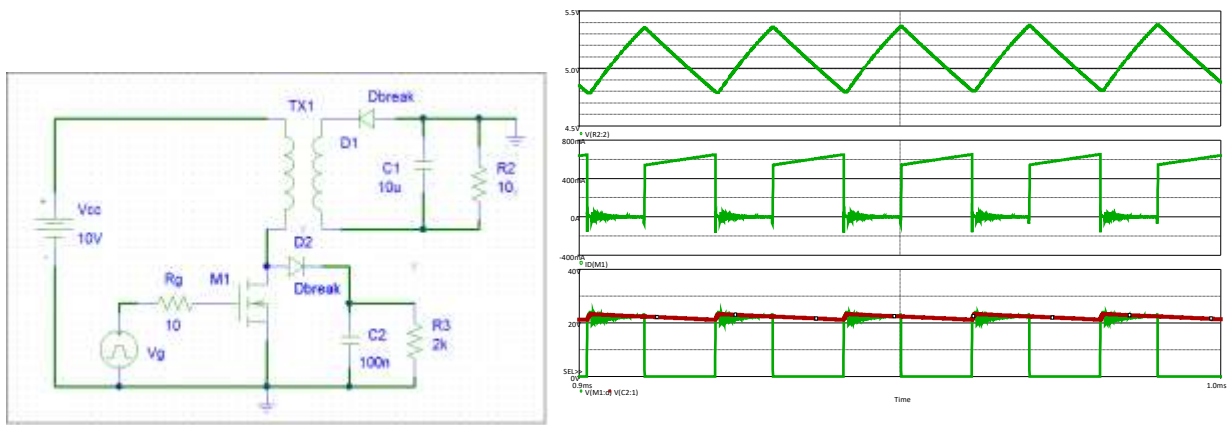


Figura 3.38 Conversor *fly-back* com *clamber* de tensão para limitação de sobretensão e contenção de oscilação.

### 3.7.10 Considerações sobre níveis de potência

Os conversores que utilizam indutores acoplados, como o *fly-back*, são utilizados em baixa potência. Isso se deve ao fato de que o aproveitamento do material magnético é menor, devido à excursão unilateral na curva de magnetização. Ou seja, para maior potência seria necessário um maior volume do dispositivo magnético, com importante implicação em aumento de custo. Soluções que empregam estes conversores, tipicamente, estão na faixa de dezenas até poucas centenas de Watts.

Na faixa intermediária de potência (centenas de Watts), o conversor *forward* é uma boa opção pela simplicidade do circuito, embora sem um uso otimizado do núcleo.

Para potências maiores são buscadas estruturas em que o acoplamento magnético seja realizado por um transformador, o qual permite, para um mesmo volume, uma maior transferência de potência. São os casos dos conversores em ponte, *push-pull* e *Ćuk*.

### 3.8 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 CC do conversor. Isso requer topologias que permitam a inversão no sentido da corrente. A figura 3.39 mostra um conversor para tal modo de funcionamento.

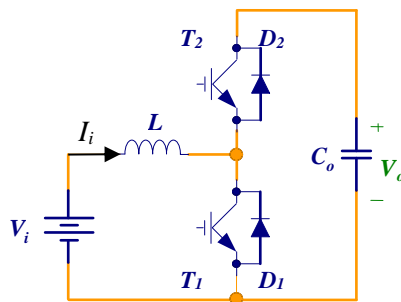


Figura 3.39 Conversor *boost* bidirecional em corrente.

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:

$$V_i = V_o \cdot \delta' \tag{3.57}$$

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”.

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  $\delta$  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 3.39) 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 3.40.

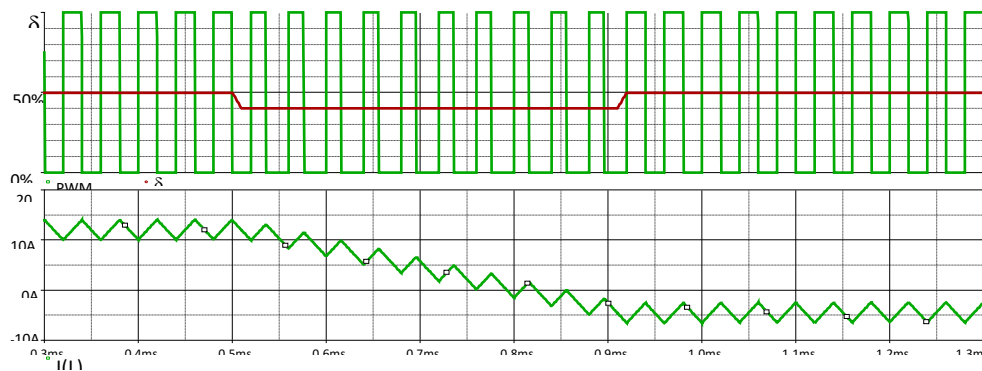


Figura 3.40 Formas de onda para conversor *boost* bidirecional em corrente ( $V_i=100V$ ,  $V_o=200V$ ,  $\delta$ : variação de 50%  $\rightarrow$  40%  $\rightarrow$  50%).

### 3.9 Conversor *boost interleaved* (condução contínua)

O conversor *boost interleaved* (ou entrelaçado), na configuração com duas fases e bidirecional em corrente é ilustrado a Figura 3.41. 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 3.48. 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 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.

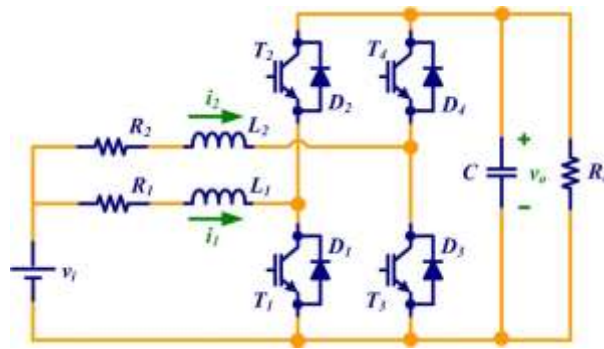


Figura 3.41 Conversor *boost interleaved* bidirecional em corrente, com duas fases.

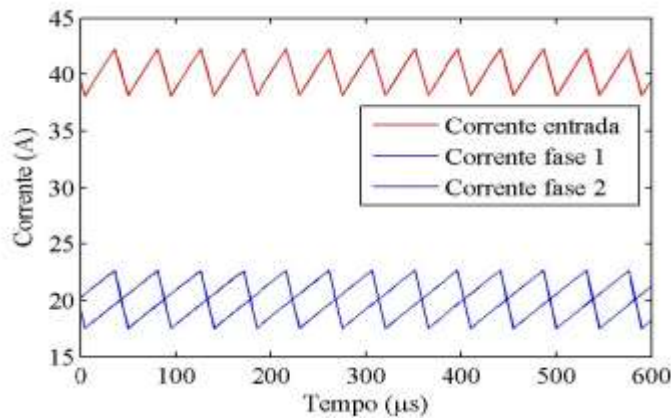


Figura 3.42 Correntes no conversor *boost interleaved* (condução contínua)

O conversor *boost interleaved* no modo de condução descontínua<sup>3</sup> (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 3.43, 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 facilita a filtragem do sinal.

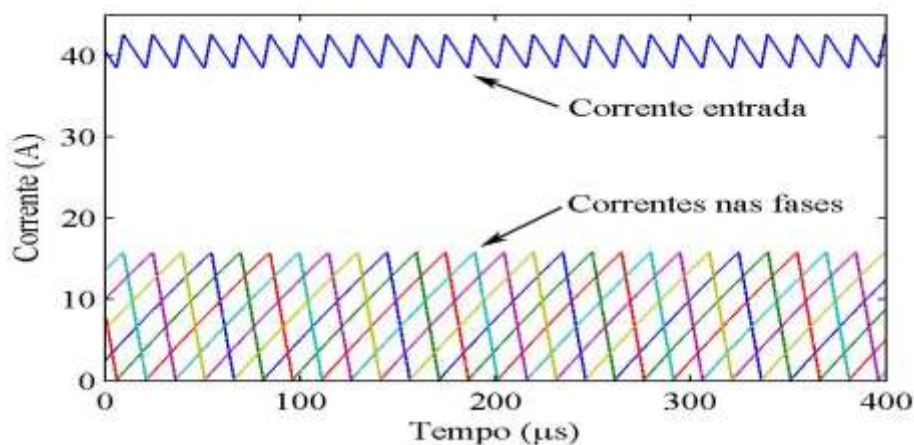


Figura 3.43 Correntes no conversor *boost interleaved* com seis fases, em condução descontínua.

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

### 3.10 Conversor isolado baseado na topologia boost

Em todos os circuitos com isolamento vistos até aqui a topologia isolada reproduz o comportamento do circuito não isolado em termos de comando do(s) transistor(es). Circuitos isolados obtidos a partir da topologia *boost* básica, como mostrado na figura 3.44, exigem mudanças além da presença do transformador, em especial na estratégia de modulação.

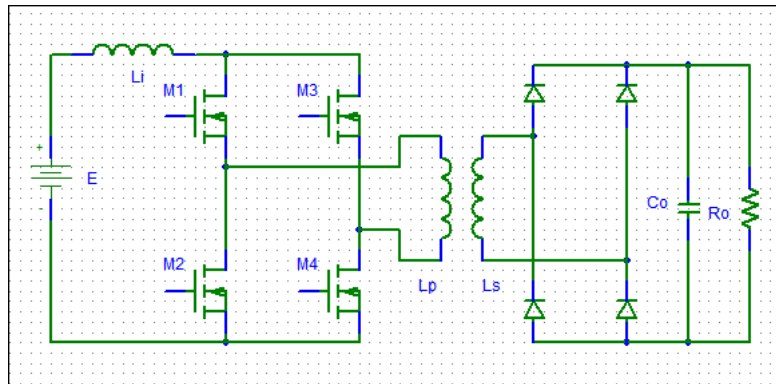


Figura 3.44 Estrutura básica do *boost* isolado.

Dada a posição do indutor de entrada, é preciso sempre garantir um caminho para sua corrente. Isso é feito pela condução simultânea de pelo menos um par de transistores de um mesmo ramo, o que exige uma modificação no padrão de modulação usado no conversor não isolado, como mostra a figura 3.45. A largura de pulso imposta a cada par de transistores tem que ser maior do que 50% para que ocorra o intervalo de sobreposição da condução. Note que há intervalos em que os quatro transistores conduzem, aplicando a tensão de entrada no indutor. Nesse intervalo não há corrente no primário do transformador. Quando um par de transistores (M1/M4 ou M2/M3) desliga, a corrente é forçada a passar pelo primário, refletindo-se no secundário e enviando energia à saída. A cada par que conduz a corrente assume polaridades opostas.

A frequência vista pelo indutor de entrada e pelo capacitor de saída é o dobro da frequência de comando dos transistores. Como se vê na figura 3.45, quando ambos os pares de transistores conduzem há uma corrente no primário que corresponde à corrente de magnetização do transformador. Durante esse intervalo de livre-circulação os diodos do retificador de saída estão reversamente polarizados.

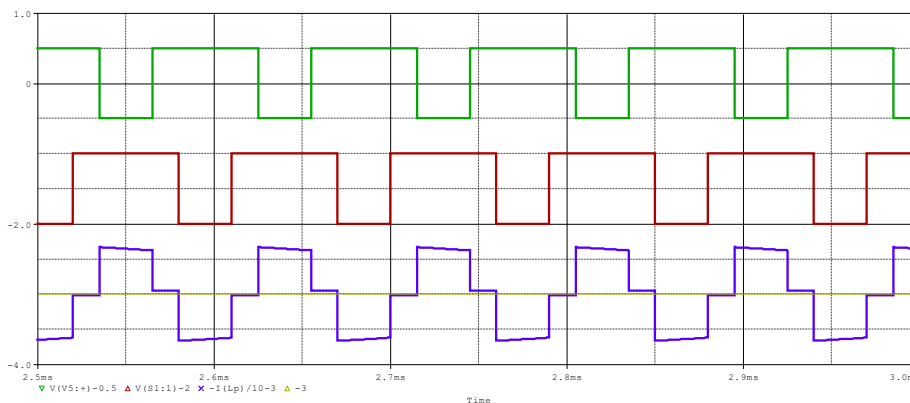


Figura 3.45 Comandos dos pares de transistores (traços superiores) e corrente no enrolamento primário (abaixo).

A figura 3.46 mostra o comportamento das tensões no lado da saída e as correntes do indutor e do secundário, a partir de condições nulas na partida do conversor. Nesta simulação a relação de espiras é unitária e o acoplamento dos indutores do transformador é perfeito. A pequena diferença de tensão se deve às quedas nos diodos. Já a diferença nas correntes se deve à componente de magnetização que

circula pelo secundário quando a corrente do primário é igual à corrente do indutor. Ou seja, a corrente de magnetização circula ora pelo primário, ora pelo secundário.

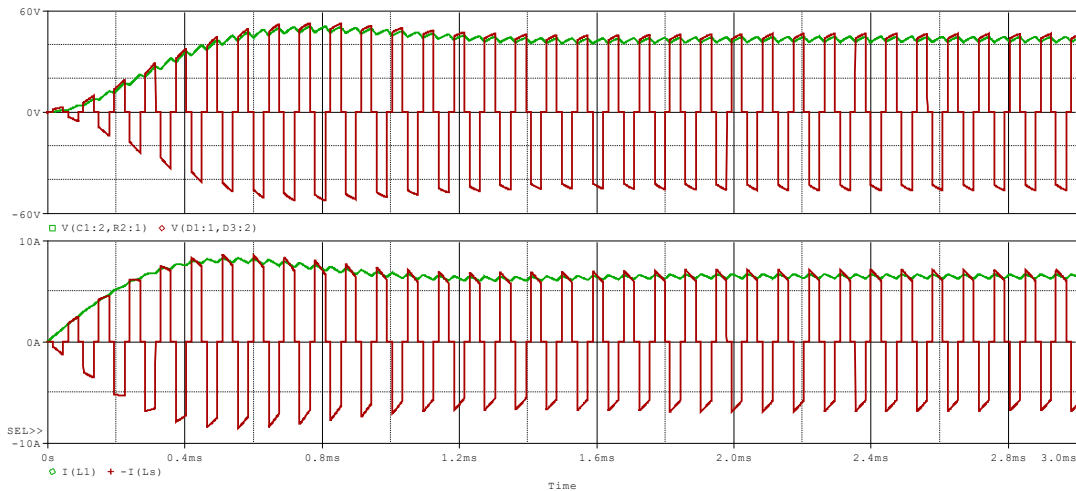


Figura 3.46 Tensão no secundário e na saída (acima). Corrente no indutor e no secundário (abaixo).

Dado que a corrente é imposta pelo indutor de entrada o transformador não corre o risco de saturação. A característica estática pode ser obtida da condição de regime permanente, impondo a condição de tensão média nula no indutor de entrada. Sempre que os diodos conduzem a tensão de saída é refletida para o primário, ponderada pela relação de espiras. Para conhecer a largura de pulso efetiva é preciso um pouco de cuidado, pois não é aquela aplicada aos transistores individualmente. Como já foi comentado,  $\delta > 0,5 \rightarrow \delta' < 0,5$ . Como a frequência vista no indutor é o dobro da aplicada nos transistores, a característica estática é:

$$V_O = \frac{E}{1-2\delta'} \frac{N_s}{N_p} = \frac{E}{2\delta-1} \frac{N_s}{N_p} \tag{3.58}$$

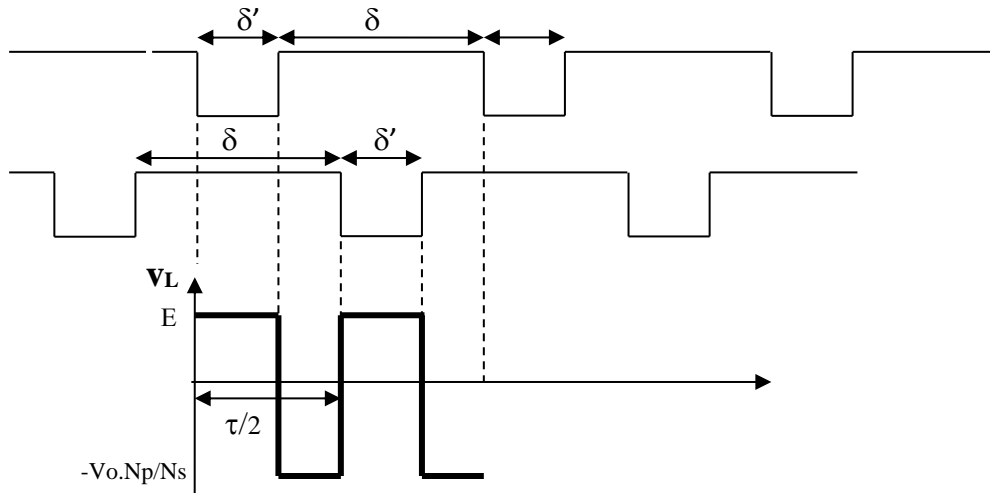


Figura 3.47 Comando de transistores e tensão sobre indutor de entrada.

### 3.11 Técnicas de modulação em fontes chaveadas

O objetivo deste tópico é descrever alguns métodos de comando dos conversores CC-CC, bem como identificar suas vantagens e limitações.

Normalmente as fontes chaveadas operam a partir de uma fonte de tensão CC de valor fixo, enquanto na saída tem-se também uma tensão CC, mas de valor distinto (fixo ou não).

As chaves semicondutoras estão ou no estado bloqueado ou em plena condução. A tensão média de saída depende da relação entre o intervalo em que a chave permanece fechada e o período de chaveamento. Define-se ciclo de trabalho (largura de pulso ou razão cíclica) como a relação entre o intervalo de condução da chave e o período de chaveamento. Tomemos como exemplo a figura 3.48 na qual se mostra uma estrutura chamada abaixadora de tensão (ou “buck”). Para este circuito, o papel do indutor e do capacitor é o de extrair o valor médio da tensão no diodo ( $v_o$ ) e disponibilizar esta tensão com baixa ondulação na saída ( $V_o$ ).

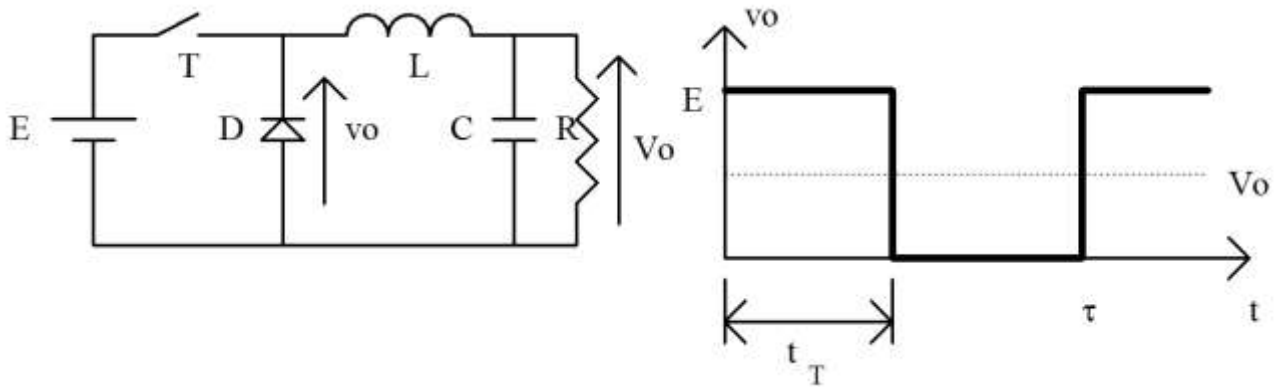


Figura 3.48 Conversor abaixador de tensão e forma de onda da tensão aplicada ao filtro de saída.

### 3.11.1 Modulação por Largura de Pulso - MLP (PWM – Pulse Width Modulation)

Em MLP opera-se com frequência constante, variando-se o tempo em que a chave permanece ligada. O sinal de comando é obtido, de modo analógico, pela comparação de um sinal de controle (modulante) com uma onda periódica (portadora), por exemplo, uma onda "dente-de-serra". A figura 3.49 ilustra estas formas de onda.

A frequência da portadora deve ser pelo menos 10 vezes maior do que a modulante, de modo que seja relativamente fácil filtrar o valor médio do sinal modulado (MLP), recuperando uma tensão média que seja proporcional ao sinal de controle. Para tanto é também necessário que a onda portadora tenha uma variação linear com o tempo (onda triangular).

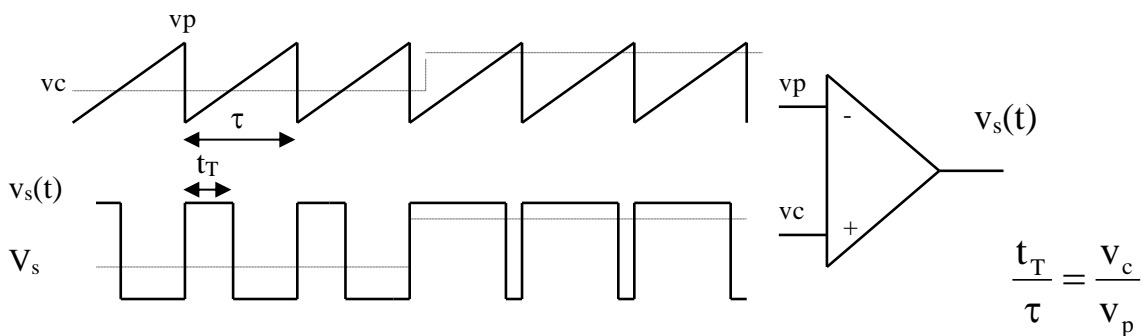


Figura 3.49 Modulação por Largura de Pulso.

Do ponto de vista do comportamento dinâmico do sistema (que será detalhadamente analisado em capítulos posteriores), a MLP comporta-se como um elemento linear quando se analisa a resposta do sistema tomando por base os valores médios da corrente e da tensão.

A figura 3.50 mostra formas de onda relativas à modulação MLP de um sinal de referência que apresenta um nível contínuo. A saída do comparador é uma tensão com dois níveis, na frequência da onda triangular. Tem-se também o espectro desta onda MLP, onde se observa a presença de uma componente contínua que reproduz o sinal modulante. As demais componentes aparecem nos múltiplos da frequência da portadora sendo, em princípio, relativamente fáceis de filtrar dada sua alta frequência.

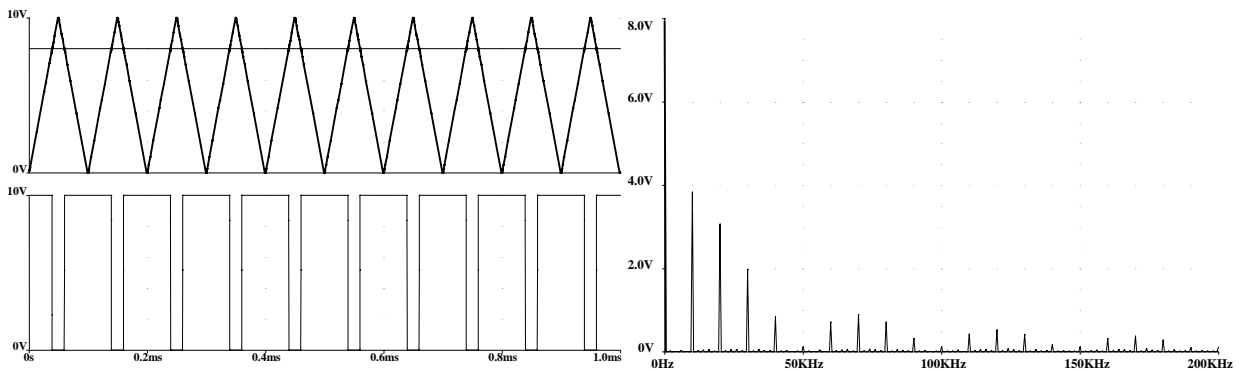


Figura 3.50 Modulação MLP de nível CC e espectro de sinal MLP.

### 3.11.2 Modulação por limites de corrente - MLC (Histerese)

Neste caso, são estabelecidos os limites máximo e/ou mínimo da corrente, fazendo-se o chaveamento em função de serem atingidos tais valores extremos. O valor instantâneo da corrente, em regime, é mantido sempre dentro dos limites estabelecidos e o conversor comporta-se como uma fonte de corrente.

Tanto a frequência como o ciclo de trabalho são variáveis, dependendo dos parâmetros do circuito e dos limites impostos. A figura 3.51 mostra as formas de onda para este tipo de controlador.

MLC só é possível em malha fechada, pois é necessário medir *instantaneamente* a variável de saída. Por esta razão, a relação entre o sinal de controle e a tensão média de saída é direta. Este tipo de modulação é usado, principalmente, em fontes com controle de corrente e que tenha um elemento de filtro indutivo na saída.

É um controle não linear e que garante a resposta mais rápida a um transitório de carga, de referência ou de entrada. Conforme ilustra a figura, caso ocorra uma diminuição na tensão de entrada, automaticamente se dá um ajuste no tempo de condução do transistor de modo que não há qualquer alteração na corrente média de saída e, portanto, na tensão de saída.

A obtenção de um sinal MLC pode ser conseguida com o uso de um comparador com histerese, atuando a partir da realimentação do valor instantâneo da corrente. Caso a variável que se deseja controlar seja a tensão de saída, a referência de corrente é dada pelo erro desta tensão (através de um controlador tipo integral). A figura 3.52 ilustra este sistema de controle.

A frequência de comutação é variável e depende dos parâmetros do circuito. Existem algumas técnicas de estabilização da frequência, mas envolvem uma perda de precisão na corrente ou exigem um processamento digital.

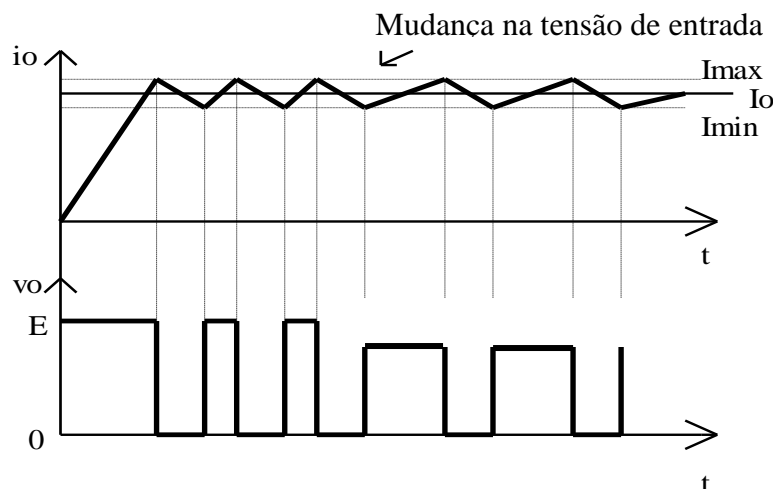


Figura 3.51 Formas de onda de corrente e da tensão instantânea na entrada do filtro de saída.



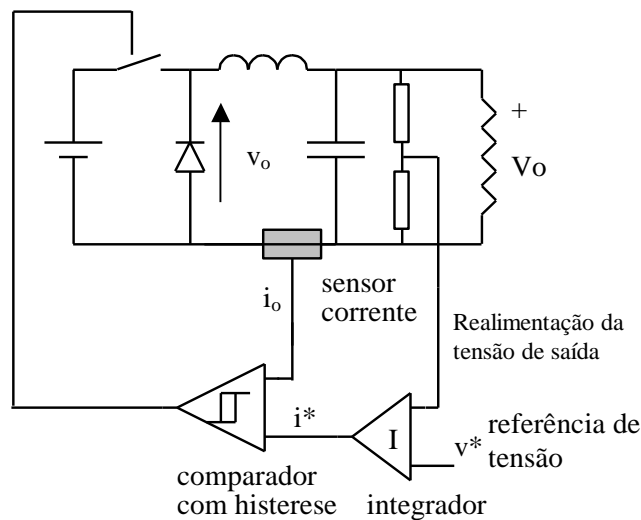


Figura 3.52 Controlador com histerese.

A necessidade de realimentação do valor instantâneo da corrente torna o sistema sensível à presença dos ruídos de comutação presentes na corrente ou mesmo associados à interferência eletromagnética. Normalmente é preciso utilizar filtros na realimentação de corrente de modo a evitar comutações indesejadas.

### 3.11.3 Modulação em frequência - MF

Neste caso opera-se a partir de um pulso de largura fixa, cuja taxa de repetição é variável. A relação entre o sinal de controle e a tensão de saída é, em geral, não-linear. Este tipo de modulação é utilizado, principalmente em conversores ressonantes. A figura 3.53 mostra um pulso de largura fixa modulado em frequência.

Um pulso modulado em frequência pode ser obtido, por exemplo, pelo uso de um monoestável acionado por meio de um VCO, cuja frequência seja determinada pelo sinal de controle.

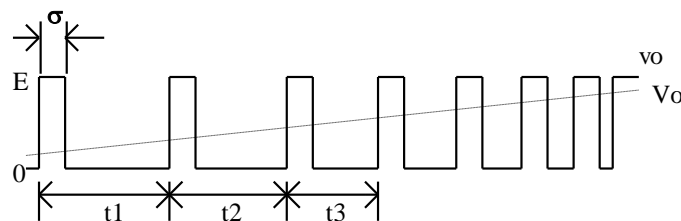


Figura 3.53 Pulso de largura  $\sigma$  modulado em frequência.

### 3.11.4 Outras estratégias de comando e controle

Há inúmeras outras possibilidades de realizar o comando e o controle dos conversores baseados em transistores (ou seja, comandados para ligar e para desligar), mas que não serão apontadas neste curso. Algumas de tais estratégias são analisadas em outras disciplinas da pós-graduação, como em IT505 (Fontes Chaveadas) e IT302 (Eletrônica de Potência I).