CAPÍTULO 3

CONVERSOR CC-CC ELEVADOR DE TENSÃO (BOOST)

3.1. INTRODUÇÃO

No conversor CC-CC elevador de tensão, também conhecido na literatura como conversor Boost, a tensão média de saída é maior que a tensão de entrada, ou seja, a mínima tensão média de saída é, teoricamente, igual a tensão de alimentação E. A quantidade de componentes empregada na estrutura do conversor Boost é basicamente a mesma do conversor Buck. Contudo, esses componentes são rearranjados de forma a se ter uma nova topologia, onde obrigatoriamente uma indutância L é colocada em série com a fonte de alimentação E. Assim, a fonte de alimentação terá um comportamento de fonte de corrente. A carga deve portanto, segundo as regras já enunciadas, se comportar como uma fonte de tensão. Em uma primeira aproximação, supondo o valor de C suficientemente grande, pode-se considerar a carga como sendo uma f.e.m. de valor E_o.

As principais aplicações do conversor CC-CC elevador de tensão são em fontes de alimentação, retificadores com elevado fator de potência e no acionamento do motor de corrente contínua com frenagem regenerativa.

Neste capítulo serão estudados o princípio de operação e as características principais do conversor Boost.

3.2. PRINCÍPIO DO CONVERSOR CC-CC ELEVADOR DE TENSÃO

A estrutura básica do conversor CC-CC elevador de tensão é apresentada na Fig. 3.1.a. Para altas freqüências de chaveamento a corrente i_L pode ser considerada constante e igual a I_L, e o circuito pode ser representado pela Fig. 3.1.b.

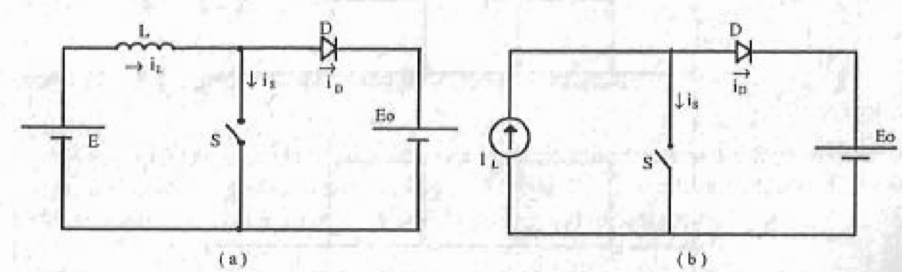


Fig. 3.1: Conversor CC-CC elevador de tensão (Boost)

3.2.1. ETAPAS DE FUNCIONAMENTO

Este conversor apresenta duas etapas de funcionamento, descritas resumidamente a seguir:

1ª ETAPA (0,tc) → Fig. 3.2.a: Esta etapa tem início quando a chave S é fechada. O diodo D é polarizado reversamente, isolando o estágio de saída da fonte de alimentação I_L, que durante esta etapa é curto circuitada. A corrente i_S é igual à I_L, e a corrente i_D é nula. Esta etapa termina quando a chave S é aberta.

2ª ETAPA (tc,T) → Fig. 3.2.b: Na abertura da chave S o diodo D entra em condução, e a fonte de corrente I_L passa a entregar energia à fonte E_o. Nesta etapa $i_S = 0$ e $i_D = I_L$. O término desta etapa se dá com o fechamento da chave S, reiniciando desse modo a primeira etapa.

As principais formas de onda são apresentadas na Fig. 3.2.c.

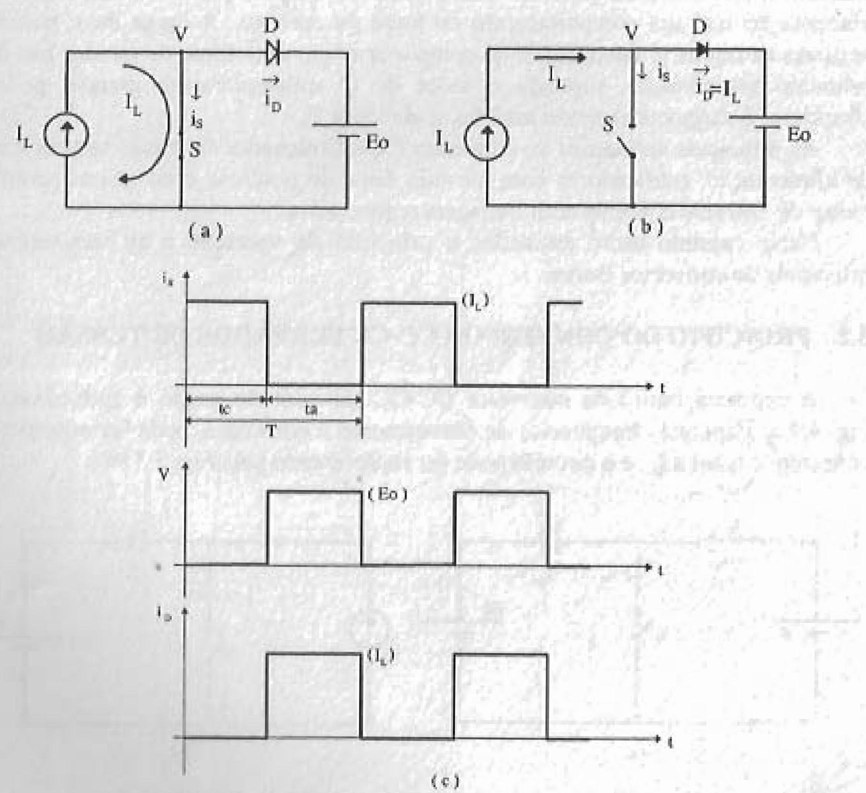


Fig. 3.2: Etapas de funcionamento e principais formas de onda.

3.2.2. CARACTERÍSTICA IDEAL DE TRANFERÊNCIA ESTÁTICA DO CONVERSOR BOOST

Para esta análise, considera-se a chave S operando com freqüência fixa e razão cíclica variável.

Seja a Fig. 3.1.a e as formas de onda representadas na Fig. 3.2.c. A energia cedida pela fonte E é dada pela expressão (3.1).

$$W_E = E \cdot I_L \cdot T \tag{3.1}$$

A energia recebida pela fonte E_o é obtida a partir da expressão (3.2).

$$W_o = E_o . I_L \cdot ta \tag{3.2}$$

Assim:

$$W_o = E_o . I_L \cdot (T - tc) \tag{3.3}$$

Considerando o sistema ideal, tem-se:

$$W_E = W_o \tag{3.4}$$

Portanto:

$$E \cdot I_L \cdot T = E_o \cdot I_L \cdot (T - tc)$$

Desse modo:

$$\frac{E_o}{E} = \frac{1}{1-D} \tag{3.5}$$

sendo $D = {tc}/{T}$, grandeza que varia de zero até a unidade.

A Eq. (3.5) representa a característica ideal de transferência do conversor Boost e está apresentada graficamente na Fig. 3.3. Quando D tende à unidade, E_o tende teoricamente a um valor infinito. Verifica-se que a mínima tensão de saída é igual a E.

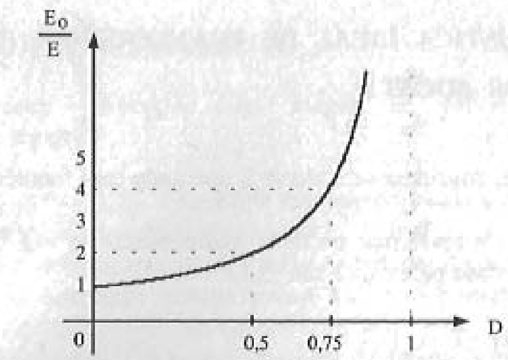


Fig. 3.3: Característica ideal de transferência estática do conversor CC-CC elevador.

Conforme já foi mencionado, a fonte de alimentação E associada em série com o indutor L comporta-se como uma fonte de corrente. Desse modo, a carga deve se comportar como uma fonte de tensão . Assim, se a carga for indutiva, deve-se associar em paralelo com a mesma um capacitor de valor adequado, como está mostrado na Fig. 3.4.

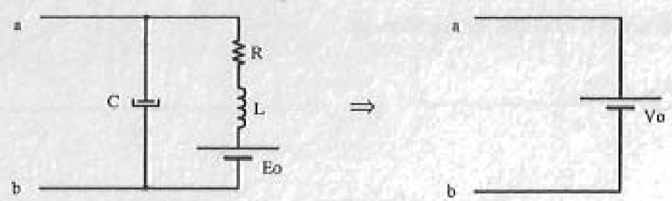


Fig. 3.4: Equivalência da carga associada em paralelo com um capacitor.

Nos casos em que a resistência R for muito pequena, a tensão V_o torna-se igual a E_o.

3.3. OPERAÇÃO EM CONDUÇÃO CONTÍNUA

No conversor Boost a corrente no diodo D é sempre descontínua. Contudo, a corrente na fonte de alimentação E pode ser contínua ou descontínua. O grau de continuidade da corrente de entrada depende do nível de energia armazenada na indutância de entrada L durante o tempo de condução da chave S. A Fig. 3.5.b, mostra as principais formas de onda em regime permanente para o modo de condução contínua (a corrente no indutor L flui continuamente). Para efeitos de análise será inicialmente considerada constante tanto a tensão de entrada E como a tensão de saída V_o, que representa a tensão média na carga (Fig. 3.5.b).

Quando a chave S está fechada, a tensão de entrada E é aplicada sobre o indutor L, e a corrente de entrada cresce linearmente segundo a equação (3.6):

$$i_E = i_L = I_m + \frac{E}{L} \cdot t \tag{3.6}$$

Em $t = tc \Rightarrow i_E = I_M$. Assim:

$$I_M = I_m + \frac{E}{L} \cdot tc \tag{3.7}$$

Durante o tempo de abertura da chave S, a tensão no indutor L é a diferença entre a tensão na carga V_o e a tensão da fonte de alimentação E. Assim:

$$i_D = i_E = i_L = I_M - \frac{(V_o - E)}{L} \cdot t \tag{3.8}$$

Para $t = ta$, tem-se:

$$I_m = I_M - \frac{(V_o - E)}{L} \cdot ta \tag{3.9}$$

Rearranjando as Eqs. (3.7) e (3.9) e sabendo que $tc = D.T$ e $ta = (1-D)T$, obtém-se:

$$E = L \cdot \frac{(I_M - I_m)}{D.T} \tag{3.10}$$

$$(V_o - E) = L.\frac{(I_M - I_m)}{(1-D).T} \tag{3.11}$$

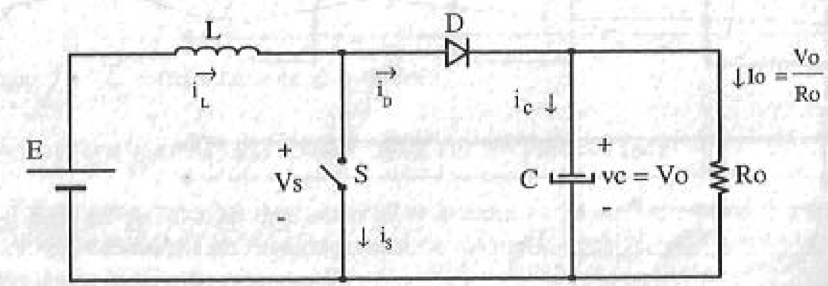


Fig. 3.5.a: Estrutura de potência do conversor Boost.

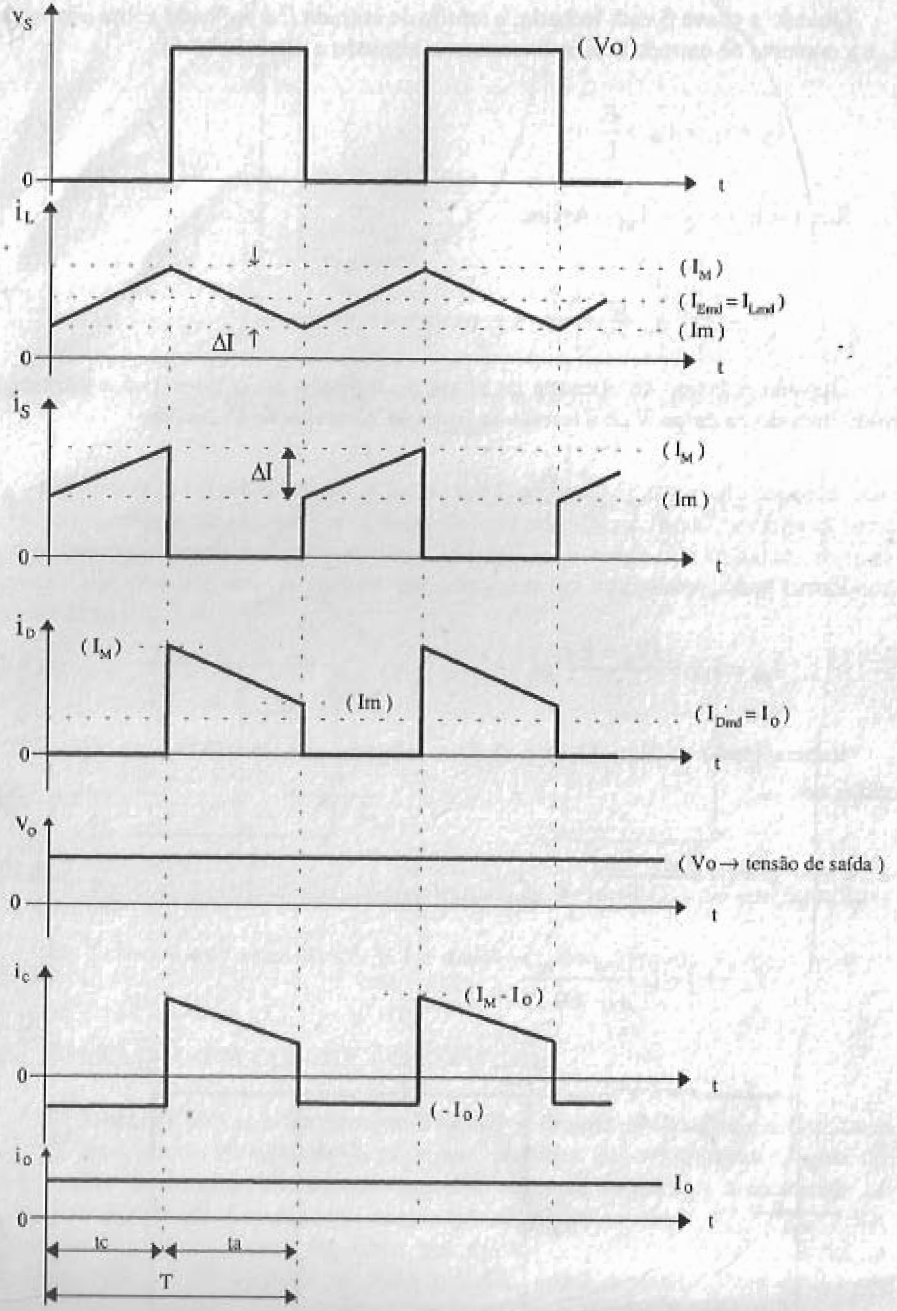


Fig. 3.5.b: Principais formas de onda.

Dividindo a Eq. (3.11) pela Eq. (3.10), tem-se como resultado a expressão (3.12).

$$\boxed{\frac{V_O}{E} = \frac{1}{1-D}} \qquad (3.12)$$

Fica assim confirmada a Eq. (3.5) obtida no item anterior.

Verifica-se a partir de Eq. (3.12) que a tensão de saída independe da corrente de saída. Isso significa que este conversor tem uma boa regulação contra variações da corrente de saída.

A corrente de saída é dada a partir da expressão (3.13).

$$I_o = \frac{1}{T}\int_0^T i_{D(t)}dt = \frac{1}{T}\int_0^{ta}\left[I_M - \frac{(V_o - E)}{L}\cdot t\right]dt \qquad (3.13)$$

Resolvendo-se a Eq. (3.13) obtém-se:

$$I_o = \frac{(I_M + I_m)(1-D)}{2} \qquad (3.14)$$

onde I_o (corrente média na carga), representa a corrente média no diodo D.

Os valores máximos e mínimos da corrente de entrada i_E (I_M e I_m respectivamente), podem ser obtidos em função da corrente da saída I_o a partir das equações (3.10) e (3.11). Assim:

$$I_M = \frac{I_o}{(1-D)} + \frac{D.E}{2.L.f} \qquad (3.15)$$

$$I_m = \frac{I_o}{(1-D)} - \frac{D.E}{2.L.f} \qquad (3.16)$$

sendo $f = 1/T$ a freqüência de chaveamento.

3.3.1. ONDULAÇÃO DA CORRENTE DE ENTRADA (ΔI)

Seja a Fig. 3.5.b na qual estão representadas as formas de onda das grandezas mais representativas do funcionamento da estrutura, considerando a ondulação da corrente no indutor L.

A partir das figuras é possível estabelecer a expressão (3.17).

$$\Delta I = \frac{E}{L} \cdot tc = \frac{E.T}{L} \cdot \frac{tc}{T} \qquad (3.17)$$

Desse modo:

$$\boxed{\Delta I = \frac{E.T}{L} \cdot D} \qquad (3.18)$$

A ondulação relativa é calculada do modo apresentado a seguir.

As potências de entrada e saída são definidas respectivamente a partir das Eqs. (3.19) e (3.20).

$$P_E = E \cdot I_{Emd} \qquad (3.19)$$

$$P_o = V_o \cdot I_o = V_o \cdot \frac{V_o}{R_o} = \frac{V_o^{\,2}}{R_o} \qquad (3.20)$$

sendo:

$$I_{Emd} = I_{Lmd} \text{ e } I_o = I_{Dmd} \qquad (3.21)$$

Levando-se a Eq. (3.12) em (3.20), obtém-se:

$$P_o = \frac{E^2}{R_o} \cdot \frac{1}{(1-D)^2} \qquad (3.22)$$

Portanto: $P_E \rightarrow$ Potência cedida pela fonte E
$P_o \rightarrow$ Potência recebida pela carga
$R_o \rightarrow$ Resistência equivalente de carga.

Admitindo que todos os componentes são ideais, então toda a potência cedida pela fonte E é transferida à carga. Dessa forma:

$$P_E = P_o$$

Logo:

$$E \cdot I_{Emd} = \frac{E^2}{R_o} \cdot \frac{1}{(1-D)^2} \qquad (3.23)$$

$$I_{Emd} = \frac{E}{R_o} \cdot \frac{1}{(1-D)^2} \qquad (3.24)$$

A divisão da Eq. (3.18) pela Eq. (3.24), resulta na expressão (3.25).

$$\frac{\Delta I}{I_{Emd}} = \frac{E.T}{L} \cdot D \cdot \frac{R_o}{E} \cdot (1-D)^2 = \frac{R_o}{L} \cdot T \cdot D(1-D)^2 \qquad (3.25)$$

Portanto:

$$\left(\frac{L}{T.R_o}\right) \cdot \left(\frac{\Delta I}{I_{Emd}}\right) = D(1-D)^2 = \beta \qquad (3.26)$$

A expressão (3.26) representa a ondulação relativa da corrente de entrada no conversor Boost, e está representada graficamente na Fig. 3.6:

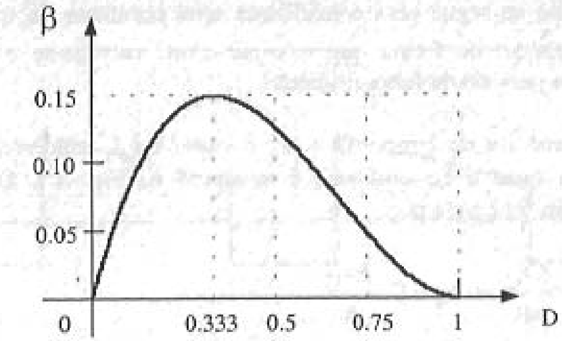


Fig. 3.6: Ondulação relativa da corrente de entrada do conversor elevador de tensão.

A ondulação relativa máxima ocorre para D igual a $1/3$. Conhecendo-se ΔI e I_{Emd}, as demais correntes podem ser estabelecidas, tanto no valor de pico quanto nos valores médios e eficazes, a partir das formas de ondas apresentadas na Fig. 3.5.b.

A corrente de pico no diodo D e na chave S é calculada pela expressão (3.27), que evidentemente coincide com a Eq. (3.15).

$$i_{Dp} = i_{Sp} = I_M = I_{Emd} + \frac{\Delta I}{2} \quad (3.27)$$

Assim:

$$i_{Dp} = i_{Sp} = \frac{E}{R_o} \cdot \frac{1}{(1-D)^2} + \frac{E.T}{2.L}.D \quad (3.28)$$

3.3.2. ONDULAÇÃO DA TENSÃO DE SAÍDA (ΔV_O)

Na análise realizada no item anterior, partiu-se do princípio que a ondulação da tensão de saída era nula. Neste item será obtida a ondulação da tensão no capacitor da saída C.

Durante a condução da chave S o capacitor C fornece energia à carga. Isso faz com que sua carga interna decresça reduzindo dessa forma a tensão em seus terminais. Quando a chave S é aberta, a fonte de alimentação envia energia para a carga recarregando o capacitor, e elevando novamente sua tensão. Essa operação, considerando o sistema em regime permanente, produz uma ondulação nos bornes do capacitor de valor constante igual a ΔVc. A Fig. 3.7 apresenta as principais formas de onda do circuito da Fig. 3.5.a, para essa nova situação.

Na análise que se segue será considerada uma constante de tempo $R_o \cdot C_o$ suficientemente grande, de forma que o capacitor C carrega-se e descarrega-se linearmente, a cada período de funcionamento.

Durante o intervalo de tempo $\Delta t = tc$, o capacitor C alimenta a carga com corrente constante igual a I_o, conforme é mostrado na Fig. 3.7. Desse modo, a ondulação de tensão será dada por:

$$i_C = C \cdot \frac{dv_C}{dt} \Rightarrow I_o = C \cdot \frac{\Delta v_C}{\Delta t} \quad (3.29)$$

ou seja:

$$\Delta Vc = Vc_M - Vc_m = I_o \cdot \frac{\Delta t}{C} \quad (3.30)$$

ou ainda:

$$\Delta Vc = I_o \cdot \frac{tc}{C} = \frac{I_o \cdot T}{C} \cdot \frac{tc}{T}$$

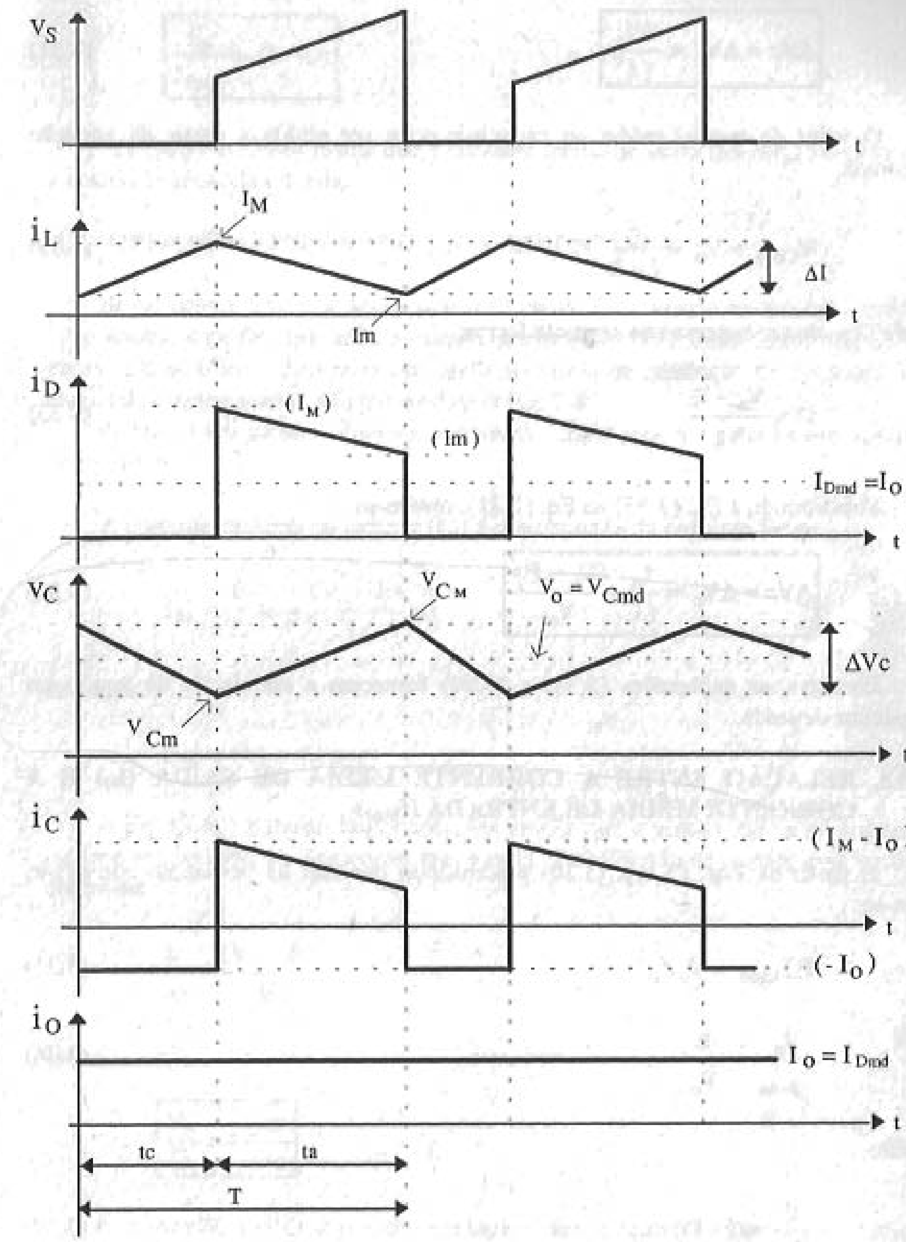


Fig. 3.7: Principais formas de onda levando em conta a ondulação no capacitor de saída.

$$\boxed{\Delta Vc = \Delta V_o = \frac{D.I_o}{f.C}} \quad (3.31)$$

O valor da tensão média no capacitor pode ser obtida a partir da equação seguinte:

$$V_{Cmd} = V_o = \frac{E}{1-D} \quad (3.32)$$

onde D pode ser expresso da seguinte forma:

$$D = \frac{V_o - E}{V_o} \quad (3.33)$$

Substituindo a Eq. (3.33) na Eq. (3.31), obtém-se:

$$\boxed{\Delta Vc = \Delta V_o = \frac{I_o}{f.C}.\frac{(V_o - E)}{V_o}} \quad (3.34)$$

Portanto, as expressões (3.31) e (3.34) fornecem a ondulação de tensão no capacitor de saída.

3.3.3. RELAÇÃO ENTRE A CORRENTE MÉDIA DE SAÍDA (I_O) E A CORRENTE MÉDIA DE ENTRADA (I_{Emd})

A partir da Eqs. (3.19), (3.20) e admitindo que não há perdas no conversor, tem-se:

$$E.I_{Emd} = V_o.I_o \quad (3.35)$$

$$\frac{I_o}{I_{Emd}} = \frac{E}{V_o} \quad (3.36)$$

onde:

$$\frac{E}{V_o} = (1-D) \quad (3.37)$$

Assim:

$$\boxed{\frac{I_o}{I_{Emd}} = (1-D)} \quad (3.38)$$

A expressão (3.38) revela que a corrente média de saída (na carga) é menor que a corrente média de entrada.

3.4. OPERAÇÃO EM CONDUÇÃO DESCONTÍNUA

Se durante o tempo de abertura (ta) da chave S a corrente no indutor de entrada L se anular, significa que toda a energia armazenada no indutor L foi transferida à carga, e o circuito é dito estar operando no modo de condução descontínua, cujas etapas de funcionamento são mostradas na Fig. 3.8.

A Fig. 3.9.b mostra algumas formas de onda para a operação em condução descontínua.

A corrente máxima no indutor (I_M) é determinada da seguinte forma:

$$I_M = \frac{E}{L}.tc = \frac{(V_o - E)}{L}.to \quad (3.39)$$

Assim:

$$E.tc = (V_o - E).to \quad (3.40)$$

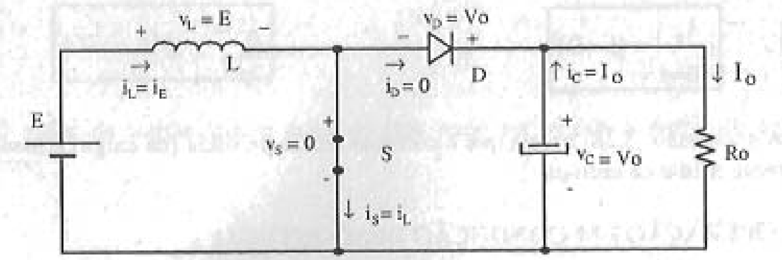
A Eq. (3.40) é muito importante, ela revela que a tensão média no indutor L, durante um período de funcionamento, é nula. Trabalhando-se melhor essa equação, obtém-se:

$$\frac{tc}{to} = \frac{(V_o - E)}{E} \quad (3.41)$$

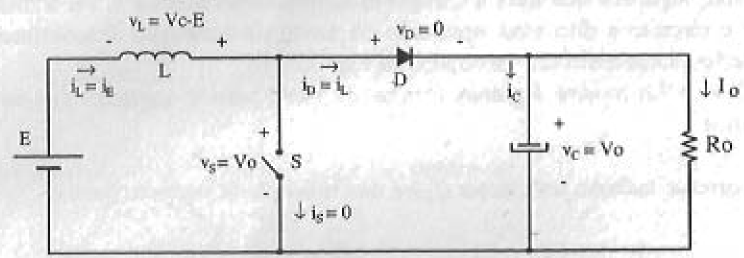
Logo:

$$\boxed{\frac{V_o}{E} = 1 + \frac{tc}{to}} \quad (3.42)$$

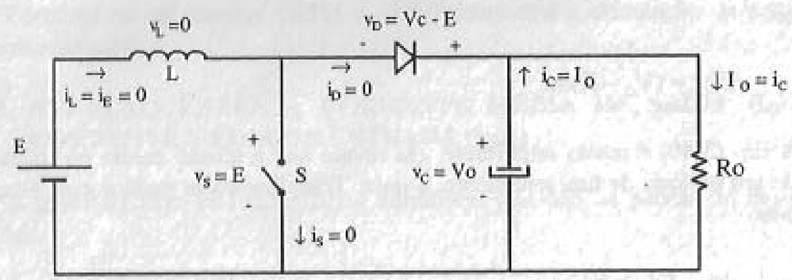
A expressão (3.42) apresenta a relação entre a tensão na carga e a tensão de entrada em função de tc e to. Do ponto de vista de projeto essa expressão não é muito útil, tendo em vista que os parâmetros tc e to normalmente não são diretamente especificados. Portanto, a abordagem que se segue tem como finalidade apresentar a relação (V_o / E) de forma a ser facilmente aplicada nos projetos usuais.



1ª Etapa (0;tc) : "S" fechada ⇒ "L" acumula energia ⇒ "D" bloqueado.
O capacitor "C" alimenta a carga "R".



2ª Etapa (tc;tc+to) : "S" aberta ⇒ "D" em condução. Transferencia de energia da entrada para a saída.



3ª Etapa (tc + to;T) : Toda a energia armazenada em "L" foi transferida à carga ⇒ "D"bloqueado ⇒ O capacitor "C" alimenta a carga.

Fig. 3.8: Etapas de funcionamento para condução descontínua.

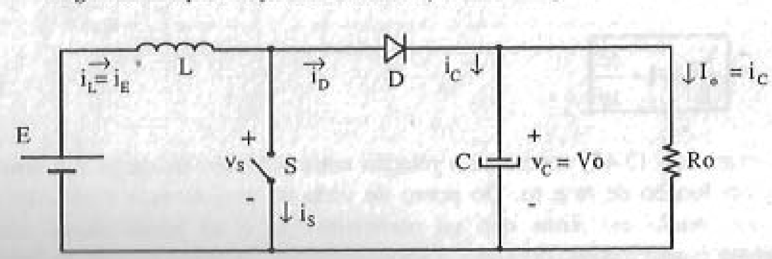


Fig. 3.9.a:Estrutura de potência do conversor Boost.

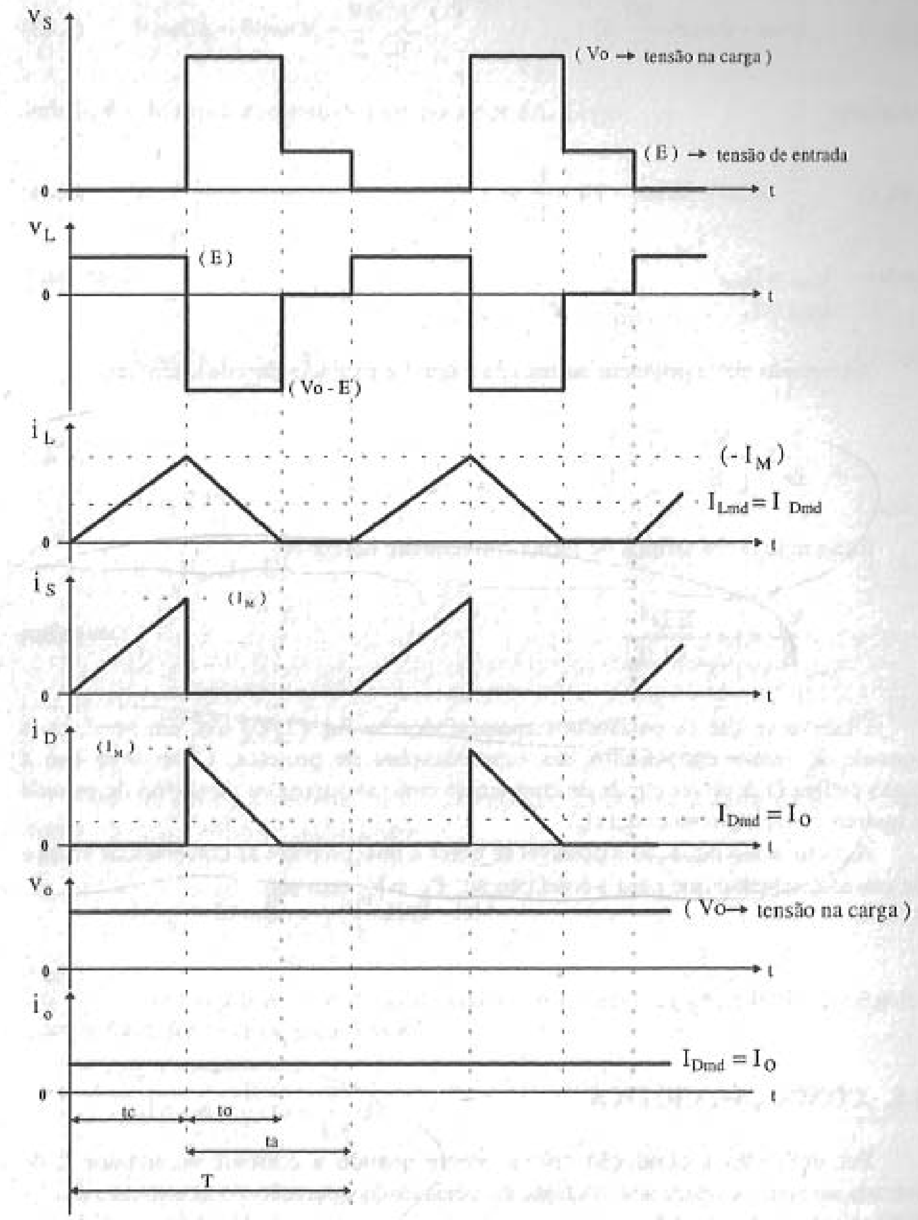


Fig. 3.9.b: Principais formas de onda para condução descontínua.

A partir da Fig. 3.9.b é possível obter-se a seguinte relação:

$$I_{Lmd} - I_{Dmd} = \frac{I_M}{2}.D \quad (3.43)$$

ou ainda:

$$\frac{2}{D}.(I_{Lmd} - I_{Dmd}) = I_M = \frac{E}{L}.tc \quad (3.44)$$

onde: $I_{Lmd} = I_{Emd}$
$I_{Dmd} = I_o$

Admitindo que a potência de entrada é igual a potência de saída, tem-se:

$$\frac{2}{D}.I_o.\left[\frac{V_o}{E} - 1\right] = \frac{E}{L}.tc \quad (3.45)$$

Rearranjando os termos de forma conveniente obtém-se:

$$\frac{V_o}{E} = 1 + \frac{E.D^2}{2.f.L.I_o} \quad (3.46)$$

Observa-se que os parâmetros apresentados na Eq. (3.46) são, em geral, mais comuns de serem encontrados nas especificações de projetos. Observa-se que a razão cíclica D deve ser capaz de compensar tanto as variações da tensão de entrada E quanto as variação na carga (I_o).

A partir dessa equação é possível se obter a relação entre as correntes de saída e de entrada, sabendo que para a condição de $P_E = P_o$ tem-se:

$$\frac{I_o}{I_{Emd}} = \frac{E}{V_o} \quad (3.47)$$

3.5. CONDUÇÃO CRÍTICA

Por definição a condução crítica ocorre quando a corrente no indutor L de entrada se anula exatamente no final do período de operação do conversor. A Fig. 3.10 apresenta algumas formas de onda relativas a esta condição. Para a análise que se segue a tensão na carga (V_o) será considerada constante.

O valor médio da corrente no indutor L no modo de condução crítica é dado por:

$$I_{LmdCR} = I_{EmdCR} = \frac{I_M}{2} \quad (3.48)$$

onde I_M representa a corrente de pico no indutor L. Logo:

$$I_M = \frac{E}{L}.tc \quad (3.49)$$

Desse modo:

$$I_{LmdCR} = \frac{1}{2}.\frac{E}{L}.tc \quad (3.50)$$

considerado que:

$$tc = T.D \quad (3.51)$$

$$E = V_o.(1-D) \quad (3.52)$$

obtém-se:

$$I_{LmdCR} = \frac{V_o}{2.f.L}.D.(1-D) \quad (3.53)$$

Uma vez obtida a corrente média de entrada, é possível a partir da Eq. (3.38) obter a corrente média de saída. Logo:

$$I_{o_{CR}} = I_{DmdCR} = \frac{V_o}{2.f.L}.D.(1-D)^2 \quad (3.54)$$

Obs.: No caso particular da condução crítica a ondulação de corrente se confunde com a própria corrente de pico. Assim:

$$\Delta I = I_M = \frac{E}{L}.tc = \frac{E}{L.f}.D \quad (3.55)$$

Em muitas aplicações deseja-se que o conversor Boost opere com tensão de saída V_o constante. A Fig. 3.11 mostra a variação da corrente média de entrada $I_{EmdCR} = I_{LmdCR}$ e da corrente média na carga $I_{o_{CR}}$ em função da razão cíclica D. Evidentemente que se a tensão de saída V_o é mantida constante variando-se a razão cíclica D, isso implica que a tensão de entrada E está variando.

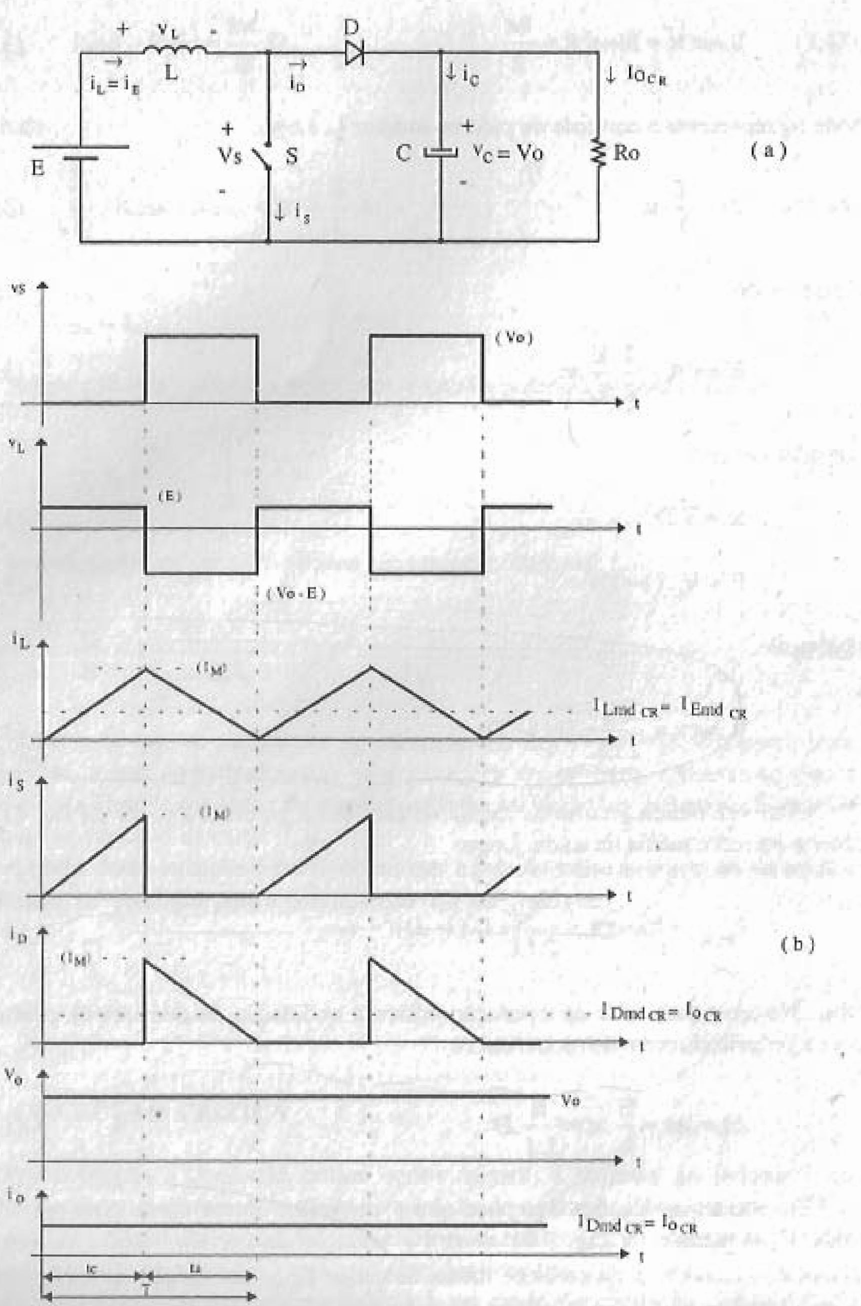


Fig. 3.10: (a) Estrutura do conversor Boost; (b) Principais formas de onda para condução crítica.

Aplicando-se o teorema de máximos às Eqs. (3.53) e (3.54), verifica-se que a corrente média de entrada para condução crítica tem seu valor máximo definido quando D = 0,5 ; e para a corrente média de saída $I_{o_{CR}}$ seu valor é máximo quando $D = \frac{1}{3}$. Portanto:

$$IE_{md_{maxCR}} = IL_{md_{maxCR}} = \frac{V_o}{8.f.L} \tag{3.56}$$

e

$$I_{o_{maxCR}} = I_{D_{md_{maxCR}}} = \frac{2}{27} \cdot \frac{V_o}{f \cdot L} \tag{3.57}$$

As correntes $I_{E_{mdCR}}$ e I_{oCR} podem ser expressas em termos de seus valores máximos, ou seja:

$$IE_{md_{CR}} = IL_{md_{CR}} = 4.D.(1-D).IE_{md_{maxCR}} \tag{3.58}$$

$$I_{oCR} = ID_{md_{CR}} = \frac{27}{4}.D.(1-D)^2.I_{o_{maxCR}} \tag{3.59}$$

A Fig. 3.11 mostra que para uma dada razão cíclica D, mantendo-se a tensão de saída Vo constante, se a corrente média de carga estiver abaixo da corrente média crítica de carga Io_{CR} (e, portanto, corrente média de entrada abaixo de $IE_{md_{CR}}$), o conversor estará operando no modo de condução descontínua.

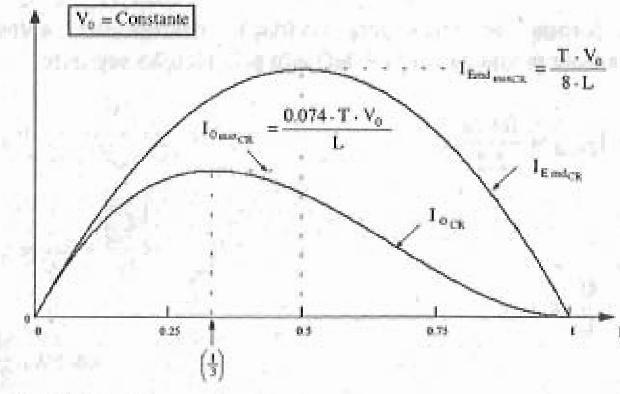


Fig. 3.11: Comportamento da corrente média de entrada e da corrente média de saída no modo de condução crítica.

3.6. CÁLCULO DA INDUTÂNCIA CRÍTICA (L_{CR})

A indutância crítica é encontrada anulando-se a corrente I_m na Eq. (3.16). Desse modo:

$$0 = \frac{I_o}{(1-D)} - \frac{D.E}{2.L_{CR}.f} \qquad (3.60)$$

Então:

$$L_{CR} = \frac{E}{2.f.I_o}.D.(1-D) \qquad (3.61)$$

A expressão (3.61) representa o valor da indutância de entrada que garante condução crítica para uma determinada corrente de carga I_o (Fig. 3.10.a).

A indutância crítica também pode ser expressa em função da ondulação de corrente (ΔI); lembrando que para condução crítica o valor de ΔI é exatamente o valor da corrente de pico I_M. Assim:

$$\Delta I = I_M = \frac{E}{L}.tc = \frac{E}{L.f}.D \qquad (3.62)$$

Então:

$$L_{CR} = \frac{E.D}{f.\Delta I} \qquad (3.63)$$

3.7. CARACTERÍSTICA DE CARGA

Sejam as formas de onda para condução descontínua, apresentadas na Fig. 3.9.b. A corrente média na carga é definida pela relação seguinte:

$$I_o = I_{Dmd} = \frac{I_M.to}{2.T} \qquad (3.64)$$

onde:

$$I_M = \frac{E}{L}.tc \qquad (3.65)$$

Assim:

$$I_o = \frac{E.tc.to}{2.L.T} \qquad (3.66)$$

Para $t = to$ vale a seguinte relação:

$$0 = I_M - \frac{(V_o - E)}{L}.to \qquad (3.67)$$

Desse modo:

$$to = \frac{I_M.L}{(V_o - E)} = \frac{L}{(V_o - E)}.\frac{E}{L}.tc \qquad (3.68)$$

Portanto:

$$to = \frac{E}{(V_o - E)}.tc \qquad (3.69)$$

Levando-se a Eq. (3.69) na Eq. (3.66), obtém-se:

$$I_o = \frac{E}{2.L.T}.tc.\frac{E}{(V_o - E)}.tc \qquad (3.70)$$

Assim:

$$I_o = \frac{E^2.tc^2}{2.L.T.(V_o - E)} \qquad (3.71)$$

ou ainda:

$$I_o = \frac{E^2.T}{2.L.(V_o - E)}.D^2 \qquad (3.72)$$

$$I_o = \frac{E^2}{2.f.L.(V_o - E)}.D^2 \qquad (3.73)$$

sendo $D = \frac{tc}{T}$, então:

$$\frac{2.L.I_o}{E.T} = \frac{E}{(V_o - E)}.D^2 \tag{3.74}$$

Definindo:

$$\gamma = \frac{2.L.I_o}{E.T} \tag{3.75}$$

e

$$a = \frac{V_o}{E} \tag{3.76}$$

obtém-se:

$$\boxed{\gamma = \frac{1}{(a-1)}.D^2} \tag{3.77}$$

ou

$$\boxed{a = 1 + \frac{D^2}{\gamma}} \tag{3.78}$$

As expressões (3.77) e (3.78) são válidas para condução descontínua. No limite da descontinuidade (condução crítica), tem-se:

$$\boxed{\frac{V_o}{E} = a = \frac{1}{1-D}} \tag{3.79}$$

Dessa forma:

$$D = \frac{a-1}{a} \tag{3.80}$$

Substituindo a Eq. (3.80) na Eq. (3.77), obtém-se:

$$\boxed{\gamma = \frac{(a-1)}{a^2}} \tag{3.81}$$

Maximizando a expressão (3.81) obtém-se:

$$\frac{\partial \gamma}{\partial a} = \frac{\partial}{\partial a}\left[\frac{(a-1)}{a^2}\right] = 0 \Rightarrow a = 2 \tag{3.82}$$

A Eq. (3.82) mostra que os valores máximos para γ ocorre quando a = 2. Desse modo:

$$\boxed{\gamma_{max} = 0,25} \tag{3.83}$$

Com as expressões (3.78), (3.79) e (3.83) é possível traçar as características externas do conversor Boost, representados na Fig. 3.12.

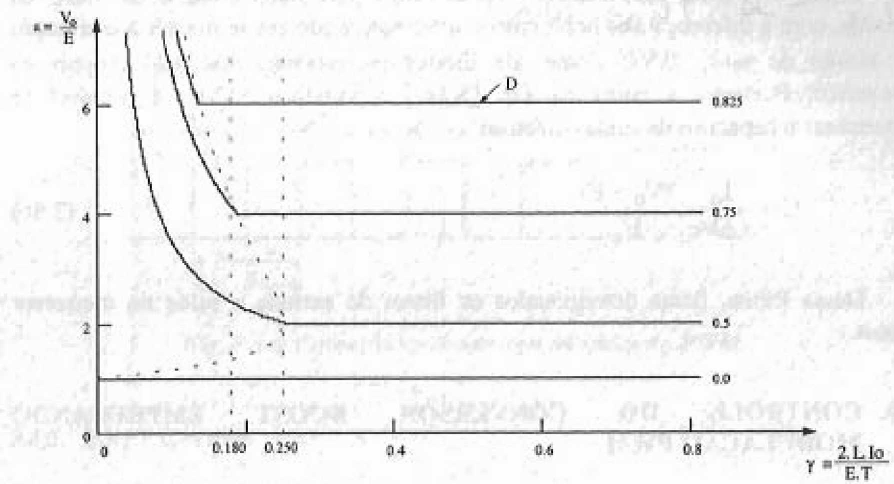


Fig. 3.12: Características externas para o conversor CC-CC elevador.

3.8. FILTROS DE ENTRADA E DE SAÍDA

Em função da ondulação da corrente de entrada e da ondulação da tensão de saída, definem-se os filtros de entrada e de saída do conversor. Desse modo tem-se:

3.8.1. FILTRO DE ENTRADA (L)

Na condição de condução contínua a ondulação da corrente no indutor de entrada é dada pela Eq. (3.18), repetida a seguir:

$$\Delta I = \frac{E}{f.L}.D \tag{3.84}$$

Definindo-se a ondulação de corrente (ΔI), desejada no projeto do conversor, obtém-se então a respectiva indutância de filtragem, ou seja:

$$L = \frac{E}{f.\Delta I}.D \qquad (3.85)$$

A indutância de filtragem assim definida é a própria indutância de entrada do conversor Boost.

3.8.2. FILTRO DE SAÍDA (C)

Segue o mesmo procedimento apresentado para determinação do filtro de entrada, com a diferença que neste caso o interesse reside em se manter a ondulação da tensão de saída ΔVc dentro de limites pré-estabelecidos pelo projeto do conversor. Portanto, a partir da Eq. (3.34), definindo-se ΔVc, é possível se determinar o capacitor de saída C. Assim:

$$C = \frac{I_o}{f.\Delta Vc}.\frac{(V_o - E)}{V_o} \qquad (3.86)$$

Dessa forma, ficam determinados os filtros de entrada e saída do conversor Boost.

3.9. CONTROLE DO CONVERSOR BOOST EMPREGANDO MODULAÇÃO PWM

A Fig. 3.13 mostra o conversor CC-CC elevador de tensão, utilizando um controlador da tensão de saída com modulação PWM. Com esta estrutura é possível regular a tensão média de saída variando-se a razão cíclica D. Assim, neste caso o valor da tensão média mínima na saída do conversor é aproximadamente igual a tensão de alimentação E.

A tensão média de saída é regulada através do controle do tempo de condução tc da chave S, empregando-se um laço de realimentação negativa. Se a corrente de carga tender a aumentar, automaticamente o tempo tc deverá aumentar de forma a suprir a energia solicitada pela carga. Uma outra situação que pode ocorrer é o caso de haver uma queda na tensão de alimentação E; isso provocará uma diminuição no pico da corrente de entrada, o que ocasionará uma atenuação na energia armazenada no indutor de entrada L. Como conseqüência desse comportamento tem-se uma diminuição na tensão média de saída. Neste caso, o laço de realimentação negativa sente qualquer pequeno decréscimo na tensão de saída, e imediatamente age sobre o tempo tc, de forma a aumentá-lo, para manter a tensão média de saída constante.

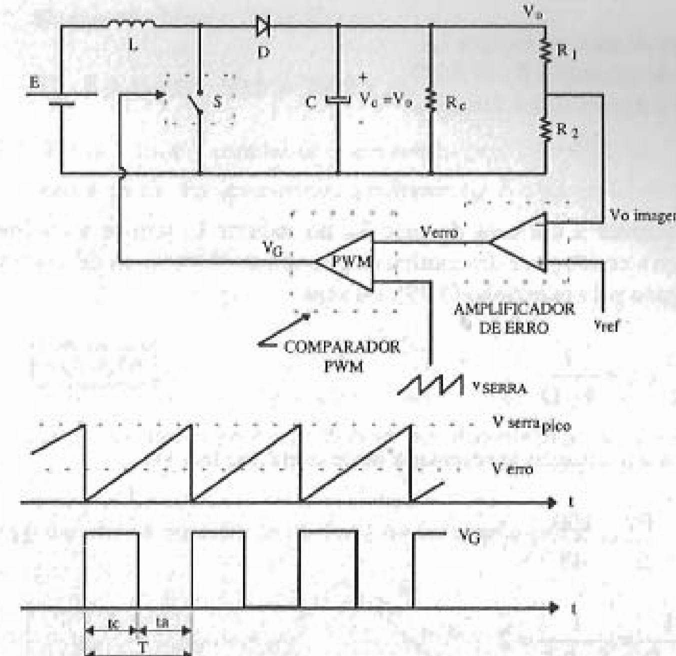


Fig. 3.13: Controlador Boost com modulação PWM.

3.10. EXERCÍCIOS

3.10.1. EXERCÍCIOS RESOLVIDOS

1º) Seja a seguinte estrutura:

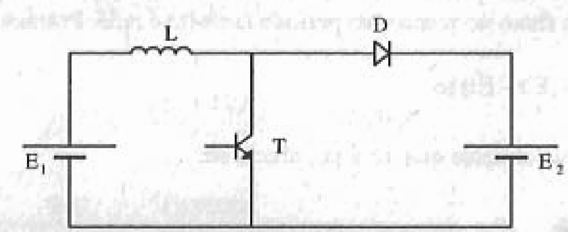


Fig. 3.14

onde: $L = 500\mu H$ $E_1 = 48V$ $D = 0,5$
$f = 10kHz$ $E_2 = 100V$

Determinar:

a) A corrente de pico no indutor L;
b) O tempo de condução do diodo D;
c) A potência transmitida à fonte E_2.

SOLUÇÃO:

a) Para determinar a corrente de pico I_M no indutor L, tem-se inicialmente que verificar se a condução é descontínua ou contínua. O limite da descontinuidade é caracterizado pela expressão (3.79), ou seja:

$$\frac{E_2}{E_1} = a = \frac{1}{1-D}$$

Assim, para a situação apresentada neste exercício tem-se:

$$a = \frac{E_2}{E_1} = \frac{100}{48} = 2{,}08$$

$$\frac{1}{1-D} = \frac{1}{1-0{,}5} = 2$$

Logo $\quad a > \dfrac{1}{1-D}$

Portanto, a condução é descontínua.

Outra maneira de se verificar a descontinuidade da corrente no indutor L, é através da análise da tensão média no período. Sabe-se que a tensão média no indutor L durante um período de funcionamento é nula; consequentemente a variação média do fluxo no respectivo período também é nula. Portanto:

$$E_1.t_c = (E_2 - E_1).t_o$$

Admitindo inicialmente que $t_o = t_a$, obtém-se:

$$D = 0{,}5 \Rightarrow \frac{t_c}{T} = 0{,}5 \Rightarrow t_c = 0{,}5.100\mu s = 50\mu s$$

$$t_a = T - t_c = 100\mu s - 50\mu s = 50\mu s$$

Assim:

$$E_1.t_c = 48 \,.\, 50\mu s = 2400\ V.\mu s$$

$$(E_2 - E_1).\,t_a = 52 \,.\, 50\mu s = 2600\ V.\mu s$$

como $(E_2 - E_1).t_a > E_1.t_c$, concluí-se que a condução é descontínua.

Sendo a condução descontínua a corrente I_M é dada pela Eq. (3.39):

$$I_M = \frac{E_1}{L}.t_c = \frac{48.50\mu s}{500\mu H}$$

$$\boxed{I_M = 4{,}8A}$$

b) O tempo de condução do diodo D pode ser determinado de duas maneiras, ou seja:

1ª Maneira: a partir da equação da corrente no indutor L, isto é:

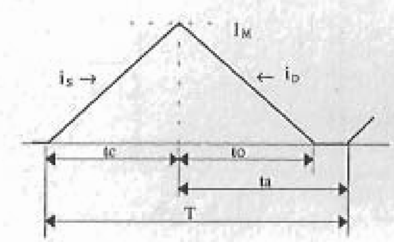


Fig. 3.15: Corrente no indutor L.

durante o tempo to a corrente i_D é dada por:

$$i_D = I_M - \frac{(E_2 - E_1)}{L}.t$$

para $t = t_o \Rightarrow \quad 0 = I_M - \dfrac{(E_2 - E_1)}{L}.t_o$. Assim:

$$t_o = \frac{I_M.L}{(E_2 - E_1)} = \frac{4{,}8.500\mu}{52}$$

$$\boxed{t_o = 46{,}15\mu s}$$

2ª Maneira: sendo a tensão média no indutor L nula durante um período de funcionamento, tem-se:

$$E_1.t_c = (E_2 - E_1).t_o$$

$$t_o = \frac{E_1.t_c}{(E_2 - E_1)} = \frac{48..50\mu}{52}$$

$$\boxed{t_o = 46{,}15\mu s}$$

c) A potência transmitida à fonte E_2 é obtida a partir da seguinte expressão:

$$P_{E2} = E_2.I_{Dmd} = E_1.I_{E1md}$$

onde $I_{E1md} = I_{Lmd}$. Assim, a partir da Fig. 3.15 , tem-se:

$$I_{Dmd} = \frac{1}{T}.\int_0^{t_o}\left[I_M - \frac{(E_2 - E_1)}{L}.t\right]dt = 1{,}11A$$

Logo:

$$P_{E2} = P_o = 100 \cdot 1{,}11$$

$$\boxed{P_{E2} = P_o = 111W}$$

Aplicando a expressão $P_{E1} = E_1.I_{E1md}$, obtém-se:

$$I_{E1md} = \frac{(t_c + t_o).I_M}{2.T} = \frac{(50\mu + 46{,}15\mu).4{,}8}{2.100\mu} = 2{,}31$$

$$\boxed{P_{E1} = P_{E2} = 48 \,.\, 2{,}31 = 111W}$$

2º) No circuito do exercício anterior (Fig. 3.14), qual a razão cíclica que levará a estrutura a operar com condução crítica?

SOLUÇÃO: Conforme já mencionado no próprio exercício 1º), o limite da descontinuidade da corrente no indutor L se dá quando:

$$\frac{E_2}{E_1} = a = \frac{1}{1 - D}$$

Então:

$$D = \frac{a - 1}{a} = \frac{2{,}08 - 1}{2{,}08} = 0{,}52$$

Portanto para se ter condução crítica no circuito do exercício 1º) é necessário uma razão cíclica de $D = 0{,}52$.

3º) Seja o circuito mostrado na Fig. 3.16, operando em condução descontínua. Para a situação apresentada deseja-se:

a) Determinar a expressão da tensão média na carga V_o, em função dos parâmetros do circuito;

b) Discutir a influência da resistência de carga R_o na tensão média V_o;

c) Existem valores de R_o que tornam a condução da corrente i_L contínua?

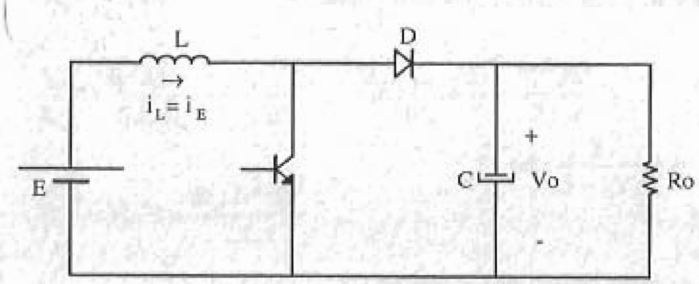


Fig. 3.16.

SOLUÇÃO:

a) Admitindo condução descontínua a forma de onda da corrente i_L será:

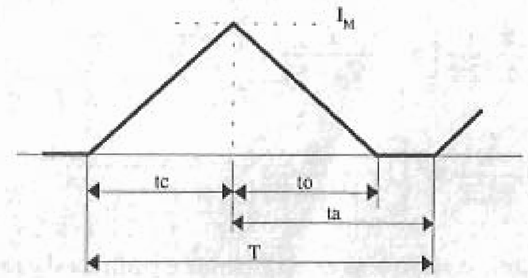


Fig. 3.17: Corrente no indutor i_L

O valor médio de i_L, é dado por:

$$I_{Lmd} = \frac{IM.tc}{2.T} + \frac{IM.to}{2.T} = \frac{IM.(tc + to)}{2.T} \tag{3.87}$$

onde:

$$IM = \frac{E}{L}.tc \tag{3.88}$$

A corrente no diodo é obtida a partir da seguinte expressão:

$$i_D = IM - \frac{(V_o - E)}{L}.t$$

para $\quad t = to \Rightarrow iD = 0 \Rightarrow I_M = \dfrac{(V_o - E).to}{L}$

Assim:

$$to = \frac{L}{(V_o - E)}.IM \tag{3.89}$$

Levando (3.88) em (3.89) obtém-se:

$$to = \frac{L}{(V_o - E)}.\frac{E}{L}.tc = \frac{E}{(V_o - E)}.tc \tag{3.90}$$

Substituindo o valor de to (Eq. 3.90) e I_M (Eq. 3.88) na Eq. (3.87), tem-se:

$$I_{Lmd} = \frac{E}{L}.\frac{tc}{2.T}\left[tc + \frac{E}{(V_o - E)}.tc\right]$$

$$I_{Lmd} = \frac{E}{2.L.T}.tc^2\left[1 + \frac{E}{(V_o - E)}\right]$$

A potência média dissipada na carga é obtida a partir da seguinte equação:

$$P_o = P_E = E.I_{Emd} = V_o.I_o = \frac{V_o^2}{R_o}$$

onde: $I_{Emd} = I_{Lmd}$. Assim:

$$P_o = E.I_{Lmd} = \frac{E^2.tc^2}{2.L.T}\left[1 + \frac{E}{(V_o - E)}\right] = \frac{V_o^2}{R_o}$$

Então:

$$\frac{V_o^2}{R_o} = \frac{E^2}{2.L}.\frac{tc^2}{T^2}.T\left[1 + \frac{E}{(V_o - E)}\right]$$

$$\frac{V_o^2}{R_o} = \frac{E^2}{2.L.f}.D^2.\left[1 + \frac{E}{(V_o - E)}\right] = \frac{E^2.D^2}{2.L.f}.\frac{V_o}{(V_o - E)}$$

$$\frac{V_o}{R_o} = \frac{E^2.D^2}{2.L.f}.\frac{1}{(V_o - E)} \quad \therefore \quad \frac{V_o.(V_o - E)}{R_o} = \frac{E^2.D^2}{2.L.f}$$

$$V_o^2 - V_o.E = \frac{R_o.E^2.D^2}{2.L.f}$$

ou ainda:

$$V_o^2 - V_o.E - \frac{R_o.E^2.D^2}{2.L.f} = 0$$

o que caracteriza uma Eq. do 2º grau, resultando na seguinte solução:

$$V_o = \frac{E}{2} \pm \sqrt{\frac{E^2}{4} + \frac{4}{4}.\frac{R_o.E^2.D^2}{2.L.f}}$$

$$V_o = \frac{E}{2} \pm \sqrt{\frac{E^2}{4}\left(1 + \frac{4}{2}.\frac{R_o.D^2}{L.f}\right)}$$

$$V_o = \frac{E}{2} \pm \frac{E}{2}.\sqrt{1 + \frac{2.R_o.D^2}{L.f}}$$

Como V_o terá sempre um valor positivo, então:

$$\boxed{V_o = \frac{E}{2}\left(1+\sqrt{1+\frac{2.R_o.D^2}{L.f}}\right)} \qquad (3.91)$$

A Eq. (3.91) expressa o valor de V_o em função dos parâmetros do circuito, para a condição de condução descontínua.

b) No modo de operação descontínua a tensão de saída mostra-se sensível às variações de carga, mantendo-se os demais parâmetros do circuito invariantes. A colocação da resistência de carga R_o tende a descarregar o capacitor C; portanto um aumento da carga, o que equivale a uma redução no valor de R_o, causa uma queda na tensão de saída. Por outro lado, aumentando-se R_o observa-se um aumento em V_o.

Obs.: A Eq. (3.91) foi deduzida considerando-se a tensão de saída V_o constante, ou seja, as variações de V_o não foram consideradas. Isso significa que para valores muito baixos de R_o a Eq. (3.91) não é rigorosa.

c) Valores de R_o que tornam a condução crítica.

A condução pode tornar-se crítica ou contínua diminuindo-se os valores de R_o.

A função de transferência no modo de condução crítica, para o conversor Boost, é dada pela seguinte expressão:

$$\frac{V_o}{E} = \frac{1}{1-D} \qquad (3.92)$$

Levando (3.92) em (3.91), obtém-se o valor de R_o que torna a condução crítica, ou seja:

$$\frac{1}{1-D} = \frac{1}{2}\left(1+\sqrt{1+\frac{2.R_o.D^2}{L.f}}\right)$$

$$\frac{2}{1-D} - 1 = \sqrt{1+\frac{2.R_o.D^2}{f.L}}$$

$$\frac{2-1+D}{1-D} = \sqrt{1+\frac{2.R_o.D^2}{f.L}}$$

$$\left(\frac{1+D}{1-D}\right)^2 = 1+\frac{2.R_o.D^2}{f.L} \quad \therefore \quad 2.R_o.D^2 = L.f.\frac{(1+D)^2}{(1-D)^2} - L.f$$

$$R_o = \frac{f.L.(1+2.D+D^2)}{2.D^2.(D^2-2.D+1)} - \frac{f.L}{2.D^2} = \frac{4.f.L.D}{2.D^2.(D^2-2.D+1)}$$

Finalmente:

$$\boxed{R_o = \frac{2.L.f}{D(1-D)^2}} \qquad (3.93)$$

conclui-se portanto, que para $\quad R_o < \dfrac{2.L.f}{D.(1-D)^2}$ (3.94)

tem-se condução contínua.

4º) O conversor Boost apresentado na Fig. 3.18, opera em condução contínua com frequência de chaveamento de 100kHz. A ondulação da tensão de saída é de 1% da tensão média aplicada à carga. Imaginando que o conversor esteja em um ponto de operação com razão cíclica de 0,75, determinar:

a) O valor da tensão média na carga (V_o);
b) A ondulação de corrente no indutor L (ΔI_L);
c) A corrente média no diodo D ($I_{D_{md}}$);
d) A potência consumida pela carga (P_o);
e) A corrente média na fonte E ($I_{E_{md}}$);
f) A corrente máxima e mínima no Mosfet Q (I_M e I_m);
g) A ondulação relativa da corrente (β);
h) O valor do capacitor C.

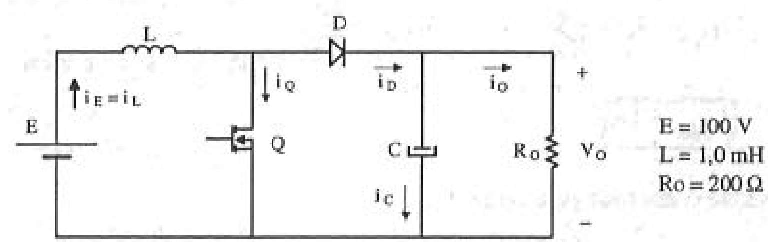


Fig. 3.18.

SOLUÇÃO

a) Tensão média na carga (V_o);

Para condução contínua a tensão média na carga é obtida a partir da seguinte equação:

$$\frac{V_o}{E} = \frac{1}{1-D}$$

Assim:

$$V_o = E \cdot \frac{1}{1-D} = 100 \cdot \frac{1}{1-0{,}75}$$

$$\boxed{V_o = 400V}$$

b) Ondulação de corrente no indutor L (ΔI_L).
A ondulação de corrente no indutor L é dada pela Eq. (3.18). Assim:

$$\Delta I = \frac{E.T}{L} \cdot D = \frac{100 \cdot 0{,}75}{1 \cdot 10^{-3} \cdot 100 \cdot 10^{3}}$$

Logo

$$\boxed{\Delta I = 0{,}75A}$$

c) Corrente média no diodo D($I_{D_{md}}$).

A corrente média no diodo é a própria corrente de carga I_O. Assim:

$$I_{D_{md}} = I_o = \frac{V_o}{R_o} \quad \therefore \quad I_{D_{md}} = \frac{400}{200}$$

$$\boxed{I_{D_{md}} = 2A}$$

d) Potência consumida pela carga (P_O)

É dada pela seguinte equação:

$$P_o = \frac{V_o^{\,2}}{R_o} = \frac{(400)^2}{200}$$

$$\boxed{P_o = 800W}$$

e) Corrente média na fonte E ($I_{E_{md}}$)

Através da Eq. (3.38) é possível obter a corrente média na fonte E. Então:

$$\frac{I_o}{I_{E_{md}}} = (1-D)$$

$$I_{E_{md}} = \frac{I_o}{(1-D)} = \frac{2}{(1-0{,}75)}$$

$$\boxed{I_{E_{md}} = 8A}$$

Obs.: A corrente média na fonte E ($I_{E_{md}}$) é a mesma corrente média no indutor L($I_{L_{md}}$). Logo:

$$\boxed{I_{E_{md}} = I_{L_{md}}}$$

f) Corrente máxima e mínima no Mosfet Q.

Quando o Mosfet está em condução a corrente que circula por ele e pelo indutor L é a mesma. Desse modo, para determinar a corrente máxima e mínima no Mosfet, basta saber os valores máximos e mínimos da corrente no indutor L.

f.1) Corrente máxima no Mosfet (I_M)

É obtida a partir da seguinte equação.

$$I_M = I_{E_{md}} + \frac{\Delta I}{2}$$

$$I_M = 8 + \frac{0{,}75}{2}$$

$\boxed{I_M = 8{,}375A}$

f.2) Corrente mínima no Mosfet (I_m).

Pode ser obtida através da seguinte expressão.

$$I_m = I_{E_{md}} - \frac{\Delta I}{2}$$

$$I_m = 8 - \frac{0{,}75}{2}$$

$$\boxed{I_m = 7{,}625A}$$

g) Ondulação relativa da corrente (β)

A partir da Eq. (3.26) obtém-se a ondulação relativa de corrente. Logo:

$$\beta = D \cdot (1-D)^2$$

$$\beta = 0{,}75 \cdot (1-0{,}75)^2$$

$$\boxed{\beta = 0{,}047}$$

Obs.: Esse mesmo valor pode ser obtido através da Fig. 3.6.

h) Valor do capacitor C.

A Eq. (3.34) fornece o valor da ondulação de tensão na carga. Assim:

$$C = \frac{I_o}{f \cdot \Delta V_o} \cdot \frac{(V_o - E)}{V_o}$$

onde $\Delta V_o = 1\%$ de V_o. Desse modo:

$$C = \frac{I_o}{f \cdot 0{,}01 \cdot V_o} \cdot \frac{(V_o - E)}{V_o}$$

$$C = \frac{2}{100 \cdot 10^3 \cdot 0{,}01 \cdot 400} \cdot \frac{(400-100)}{400}$$

$$\boxed{C = 3{,}75\mu F}$$

5º) No circuito da Fig. 3.19, a chave S permanece fechada durante 8μs. Sabendo que esse tempo representa 80% do tempo necessário para escoar toda a energia armazenada no indutor L, e que o circuito opera em condução descontínua, com freqüência de chaveamento de 50kHz, calcular:

a) O tempo de condução do diodo D (t_o)
b) A tensão média nos bornes da resistência R_o (V_o);
c) A corrente de pico na chave S (I_M);
d) A corrente média na carga (I_o);
e) O valor da resistência de carga (R_o);
f) A potência dissipada na carga (P_o);
g) A corrente média no diodo D ($I_{D_{md}}$);
h) A corrente média no indutor L ($I_{L_{md}}$);
i) A razão cíclica (D);
j) O tempo durante o qual a chave S fica aberta (t_a);
k) O valor da indutância que leva o circuito a operar em condução crítica (L_{CR});

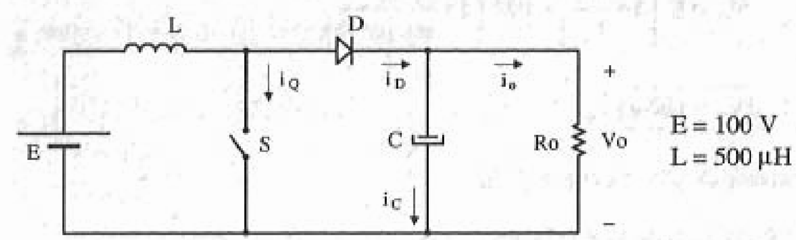


Fig. 3.19.

SOLUÇÃO

a) Tempo de condução do diodo D(t_o).

No enunciado do exercício é fornecido o tempo durante o qual a chave S fica fechada, cujo valor é:

$$t_C = 8\mu s$$

É dito ainda, que t_C representa 80% do tempo necessário ao escoamento completo de energia armazenada no indutor L. De onde se conclui que:

$$t_C = 0{,}8 \cdot t_o$$

ou seja:

$$t_o = \frac{t_C}{0{,}8} = \frac{8\mu s}{0{,}8}$$

$$\boxed{t_o = 10\mu s}$$

b) Tensão média nos bornes da resistência R_o (V_o)

A Eq. (3.42) fornece a seguinte relação:

$$\frac{V_o}{E} = 1 + \frac{t_C}{t_o}$$

Assim:

$$V_o = E \cdot \left(1 + \frac{t_C}{t_o}\right) = 100 \cdot \left(1 + \frac{8 \cdot 10^{-6}}{10 \cdot 10^{-6}}\right)$$

$$\boxed{V_o = 180V}$$

c) Corrente de pico na chave S (I_M)

É obtida a partir da Eq. (3.39).

$$I_M = \frac{E}{L} \cdot t_C = \frac{100}{500 \cdot 10^{-6}} \cdot 8 \cdot 10^{-6}$$

$$\boxed{I_M = 1{,}6A}$$

d) Corrente média na carga (I_o)

Através da Eq. (3.64) tem-se:

$$I_o = \frac{I_M \cdot t_o}{2 \cdot T}$$

onde $T = 1/f = 20\mu s$. Desse modo:

$$I_o = \frac{1{,}6 \cdot 10 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot 20 \cdot 10^{-6}}$$

$$\boxed{I_o = 0{,}4A}$$

e) Valor da resistência de carga (R_o)

É dada por:

$$R_o = \frac{V_o}{I_o} = \frac{180}{0{,}4}$$

$$\boxed{R_o = 450\Omega}$$

f) Potência dissipada na carga (P_o)

É obtida a partir da seguinte expressão:

$$P_o = R_o \cdot I_o^2 = 450 \cdot 0{,}4^2$$

$$\boxed{P_o = 72W}$$

g) Corrente média no diodo D ($I_{D_{md}}$)

A corrente média no diodo D é igual a corrente média na carga. Assim:

$$\boxed{I_{D_{md}} = I_o = 0{,}4A}$$

h) Corrente média no indutor L ($I_{L_{md}}$)

A corrente média no indutor L, e a corrente média de entrada, são a mesma corrente. Portanto, aplicando-se a Eq. (3.47), tem-se:

$$\frac{I_o}{I_{E_{md}}} = \frac{E}{V_o} \quad \therefore \quad I_{E_{md}} = \frac{V_o \cdot I_o}{E}$$

Desse modo,

$$I_{E_{md}} = I_{L_{md}} = \frac{180 \cdot 0,4}{100}$$

$$\boxed{I_{L_{md}} = 0,72A}$$

i) Razão cíclica (D)

A razão cíclica é definida através da equação seguinte.

$$D = \frac{t_C}{T} = \frac{8 \cdot 10^{-6}}{20 \cdot 10^{-6}}$$

$$\boxed{D = 0,4}$$

j) Tempo durante o qual a chave S fica aberta (t_a).

A corrente na chave S, tem a seguinte forma:

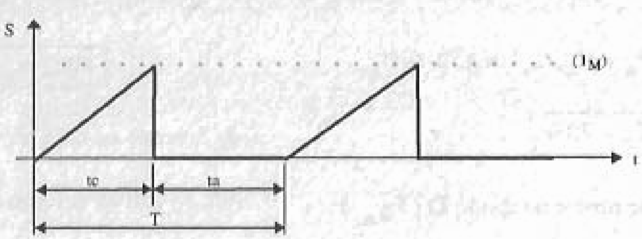


Fig. 3.20: Forma de onda da corrente na chave S.

Logo:

$$T = t_c + t_a \quad \therefore \quad t_a = T - t_c$$

$$t_a = 20\mu s - 8\mu s$$

$$\boxed{t_a = 12\mu s}$$

k) Valor da indutância que leva o circuito a operar em condução crítica (L_{CR}).

A indutância que leva o circuito a operar em condução crítica, é denominada de indutância crítica. A Eq. (3.61) fornece o valor da indutância crítica, ou seja:

$$L_{CR} = \frac{E}{2 \cdot f \cdot I_o} \cdot D \cdot (1 - D)$$

Substituindo os respectivos valores numéricos, obtém-se:

$$L_{CR} = \frac{100}{2 \cdot 50 \cdot 10^3 \cdot 0,4} \cdot 0,4 \cdot (1 - 0,4)$$

$$\boxed{L_{CR} = 600\mu H}$$

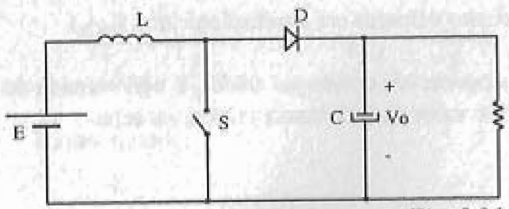
3.10.2. EXERCÍCIOS PROPOSTOS

1º) Seja o circuito da Fig. 3.14 (Exercício Resolvido nº1). Refazer o exercício para L = 250µH e L = 750µH.

2º) Seja a estrutura representada na Fig. 3.21. Calcular:

a) A potência consumida na carga;
b) A corrente média no indutor L;
c) A razão cíclica D;
d) A corrente eficaz no capacitor C;
e) As correntes de pico, média e eficaz chave S;
f) As correntes média, eficaz e de pico no diodo D;
g) A tensão máxima sobre o diodo e sobre a chave S;
h) Mantendo a razão cíclica constante, no valor obtido no item c), traçar a curva $V_o = f(R_o)$ para R_o variando de 110Ω a 1100Ω;
i) Para a razão cíclica calculada no item c), determinar a ondulação da tensão no capacitor C.

3º) No circuito da Fig. 3.21, determine o mínimo valor da capacitância do capacitor C, capaz de manter a ondulação da tensão de saída ΔVc menor que 5%. Considerar uma freqüência de chaveamento de 40kHz.



E = 48 V   f = 20 kHz
Vo = 110 V   L = 0,2 mH
Ro = 110Ω   C = 1000 μF

Fig. 3.21.

4º) No conversor Boost apresentado na Fig. 3.22 a chave S fica fechada durante 50μs. O indutor de entrada vale 250μH. A tensão de entrada é de 50V e a tensão de saída de 75V. Considerando que o conversor opera em condução contínua e que a resistência de carga é de 2,5 Ω, calcular:

a) A freqüência de chaveamento, e o tempo de abertura da chave S;
b) A corrente média na entrada e na saída do conversor;
c) Os valores máximos e mínimos da corrente no indutor Boost;
d) O valor eficaz da corrente no capacitor C.

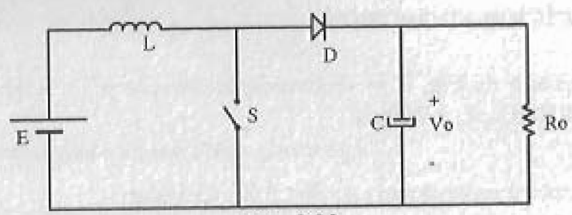


Fig. 3.22.

5º) O conversor CC-CC elevador de tensão apresentado na Fig. 3.23, opera em condução contínua com freqüência de chaveamento de 25 kHz. A tensão e a corrente média de saída valem respectivamente 15V e 0,5A. A tensão de alimentação é de 5V. Calcular:

a) A razão cíclica D;
b) A ondulação de corrente (ΔI) no indutor L;
c) O valor máximo de corrente no indutor L;
d) A ondulação de tensão (ΔVc) no capacitor de filtro C.

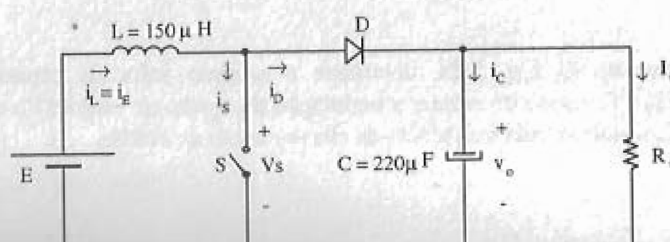


Fig. 3.23.

6º) No conversor Boost apresentado na Fig. 3.13, a razão cíclica D é ajustada de forma a regular a tensão de saída V_o em 48V constantes. A tensão de entrada varia em uma faixa que vai de 12V e 36V. A máxima potência consumida pela carga é de 120W. Por questões de estabilidade, é recomendado que o conversor opere sempre em condução descontínua. Considerando todos os componentes ideais e um capacitor de filtragem suficientemente grande, calcular o máximo valor de indutância que deverá ser usado para manter condução descontínua. Admitir uma freqüência de chaveamento de 50kHz.

7º) Provar que a Eq. (3.63) é a mesma Eq. (3.61).

8º) Deduzir as expressões (3.48) e (3.64).

9º) Seja o conversor Boost mostrado na Fig. 3.22, onde E = 150V, L = 2mH e R_O = 400Ω. A chave S foi substituída por um Mosfet.
A estrutura opera em condução contínua, com frequência de chaveamento de 100kHz. Sabendo que o Mosfet conduz durante 75% do período de chaveamento, e que a ondulação da tensão na carga é 5% da tensão média de saída, determinar:

a) A razão cíclica de operação (D);
b) O tempo durante o qual o Mosfet fica bloqueado (t_a), e em condução (t_C);
c) O valor da tensão média de saída (V_o);
d) A ondulação de corrente no indutor L (ΔI_L);
e) A corrente média no diodo D ($I_{D_{md}}$);
f) A potência consumida pela carga (P_o);
g) A corrente média na fonte E ($I_{E_{md}}$);
h) A corrente mínima e de pico no Mosfet (I_m e I_M);
i) A ondulação relativa da corrente (β);
j) O valor do capacitor C.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

[1] N. Mohan, T. Undeland & W. Robbins, *Power Electronics: Converters, Applications and Design*. John Wiley & Sons, New York-USA, 1989.

[2] M. Brown/MOTOROLA, *Practical Switching Power Supply Design*. Academic Press, Inc., San Diego, California-USA, 1990.

[3] R.G. Hoft, *Semiconductor Power Electronics*. Van Nostrand Reinhold Company Inc. New York-USA, 1986.

[4] T. Kenjo, *Power Electronics for the Microprocessor Age*. Oxford Science Publications, Oxford, New York, 1990.

[5] A.I. Pressman, *Switching Power Supply Design*. McGraw-Hill, Inc., New York-USA, 1991.

[6] B.W. Willians, *Power Electronics-Devices, Drivers, Applications and Passive Components*. McGraw-Hill, Inc., New York-USA, Second Edition, 1992.

[7] I. Barbi, *Eletrônica de Potência II*. Publicação Interna, Curso de Pós Graduação em Engenharia Elétrica, UFSC-EEL-INEP, Florianópolis-SC, 1988.

[8] INPT-LEEI, *Cours d'Electronique Industrielle-Traitement Electronique de L'Energie Electrique-Hacheurs et Onduleurs Autonomes*. Toulouse, França, Edição 1983.

[9] Yin-Shu Lee, *Computer-Aided Analysis and Design of Switch-Mode Power Supplies*. Marcel Dekker, Inc., New York-USA, 1993.

[10] M.H. Rashid, *Power Electronics-Circuits, Devices, and Applications*. Prentice-Hall International Editions, Inc., New Jersey, 1988.

CAPÍTULO 4

CONVERSOR CC-CC À ACUMULAÇÃO DE ENERGIA

4.1. INTRODUÇÃO

Os Conversores CC-CC estudados até o presente momento (conversor Buck e conversor Boost), são também denominados na literatura de conversores CC-CC diretos; isso porque a transferência de potência da entrada do conversor para a saída se processa diretamente, sem a passagem por elementos intermediários acumuladores de energia. Assim, o conversor Buck é naturalmente indicado para as situações onde se deseja alimentar uma carga com características de fonte de corrente contínua, a partir de uma fonte de tensão contínua. Já o conversor Boost é empregado nas alimentações de cargas com características de fonte de tensão contínua, a partir de uma fonte de corrente contínua.

Em muitas aplicações contudo, é comum se encontrar situações onde se deseja controlar o fluxo de potência entre carga e fonte de mesma natureza. Nessas condições a transferência de potência é feita indiretamente através da utilização de componentes acumuladores de energia.

Assim, caso se deseje controlar o fluxo de energia entre uma fonte de tensão contínua e uma carga com característica de fonte de tensão contínua, deve-se empregar um conversor à acumulação indutiva, também conhecido na literatura como conversor Buck-Boost. No caso em que se deseje controlar o fluxo de energia entre uma fonte de corrente contínua e uma carga com característica de fonte de corrente contínua deve-se empregar o conversor à acumulação capacitiva, também conhecido como conversor Cúk. Portanto, tanto o conversor Buck-Boost como o Cúk são conversores CC-CC indiretos. Ambos serão descritos e estudados a seguir, iniciando-se pelo conversor Buck-Boost.

4.2. CONVERSOR CC-CC À ACUMULAÇÃO INDUTIVA (BUCK-BOOST)

4.2.1. INTRODUÇÃO

O conversor CC-CC tipo Buck-Boost é utilizado para controlar o fluxo de potência entre duas fontes de tensão; ou seja, entre uma fonte de tensão e uma carga com características de fonte de tensão.

A transferência de energia, de forma direta, entre duas fontes de mesma natureza é uma impossibilidade na Eletrônica de Potência. Desse modo, quando se pretende transferir energia entre duas fontes de tensão, é imprescindível o uso de um componente armazenador de energia que se comporte como fonte de corrente. O