CAPÍTULO 5

CONVERSOR CC-CC SEPIC

5.1. INTRODUÇÃO

O conversor Sepic (Single-Ended Primary Inductance Converter) foi inicialmente proposto em 1977 [11]. As principais características dessa topologia são: simplicidade, possibilidade de operar como elevador ou abaixador de tensão, estrutura naturalmente isolada, entrada com característica de fonte de corrente, o que implica em uma pequena ondulação na corrente de entrada, e saída com característica de fonte de tensão, facilitando a utilização de transformadores com múltiplas saídas.

Essas vantagens, entretanto, são acompanhadas de uma considerável dificuldade no controle dessa estrutura, devido ser o conversor CC-CC Sepic um sistema de 4ª ordem. Contudo, vários artigos apresentados na literatura [2, 3, 4] propõem soluções interessantes, no sentido de minimizar essa dificuldade.

Na Fig. 5.1 é mostrado o circuito de potência do conversor CC-CC Sepic isolado.

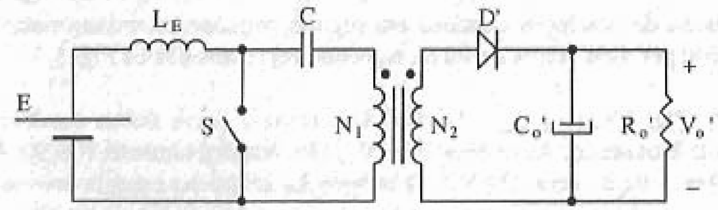


Fig. 5.1: Estrutura básica do conversor CC-CC Sepic com uma saída.

O conversor Sepic tem características estáticas análogas ao conversor Cúk isolado [1, 7, 10]. Originalmente, o conversor Sepic foi desenvolvido para funcionamento como elevador de tensão, e para altas voltagens de saída. O arranjo para múltiplas saídas é facilmente obtido nessa estrutura, acrescentando-se novos estágios, contendo um enrolamento, um diodo e um capacitor para cada nova saída.

5.2. ANÁLISE DO CONVERSOR CC-CC SEPIC EM REGIME PERMANENTE E MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUA

Para facilitar a análise matemática do conversor Sepic, os parâmetros secundários apresentados na Fig. 5.1 serão referidos ao lado primário, resultando no circuito equivalente da Fig. 5.2. Em regime permanente, as ondulações nos capacitores C e C_o serão desprezadas, e as tensões médias em L_E e L_m são nulas; desse modo, as tensões médias em C e C_o são, respectivamente, E e V_o.

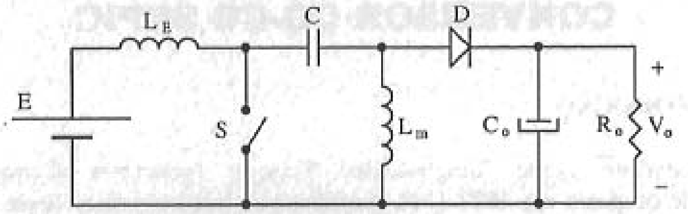


Fig. 5.2: Circuito equivalente do Conversor Sepic visto do lado do primário.

No circuito da Fig. 5.2 as seguintes relações são estabelecidas:

$$R_o = n^2 \,.\, R_o' \;;\; C_o = C_o'/n^2 \;;\; V_o = n\,.V_o' \tag{5.1}$$

onde: $n = N_1/N_2 \rightarrow$ relação de transformação do transformador.
$L_m \rightarrow$ indutância de magnetização do transformador.

5.2.1. ETAPAS DE FUNCIONAMENTO E FORMAS DE ONDA

No modo de condução contínua em regime permanente, o conversor Sepic é caracterizado por duas etapas de funcionamento, representadas na Fig. 5.3.

1ª ETAPA (Fig. 5.3.a) $\rightarrow t_0, t_1$: Durante esta etapa a chave S está conduzindo e o diodo D está bloqueado. As tensões V_C e V_{Co} são, respectivamente, E e V_o. A tensão reversa sobre o diodo será $-(E+V_o)$. O indutor L_E armazena energia proveniente da fonte E. As correntes i_E e i_{Lm} crescem linearmente segundo a relação E/L_E e E/L_m, respectivamente. A corrente na chave S ($i_S = i_E + i_{Lm}$), cresce linearmente com a relação E/L_{eq}, onde: $L_{eq} = L_E \,.\, L_m \,/\, (L_E + L_m)$. Durante esta etapa o capacitor C_o alimenta a carga.

2ª ETAPA (Fig. 5.3.b) $\rightarrow t_1, t_2$: Em t_1 a chave S é aberta e o diodo D entra em condução. As tensões em L_E e L_m assumem o valor V_o, e há transferência de energia dos indutores L_E e L_m para o capacitor C_o e para a carga R_o. As correntes em L_E e L_m decrescem linearmente com a relação $-V_o/L_E$ e $-V_o/L_m$, respectivamente. A corrente no diodo D, dada por $i_D = i_E + i_{Lm}$, também decresce linearmente na razão de $-V_o/L_{eq}$. A tensão na chave S será $V_S = E + V_o$. Em $t = t_2$ a chave S é novamente colocada em condução, retornando à 1ª etapa e reiniciando um novo ciclo de operação.

As principais formas de onda em regime permanente para o modo de condução contínua estão apresentadas na Fig. 5.4.

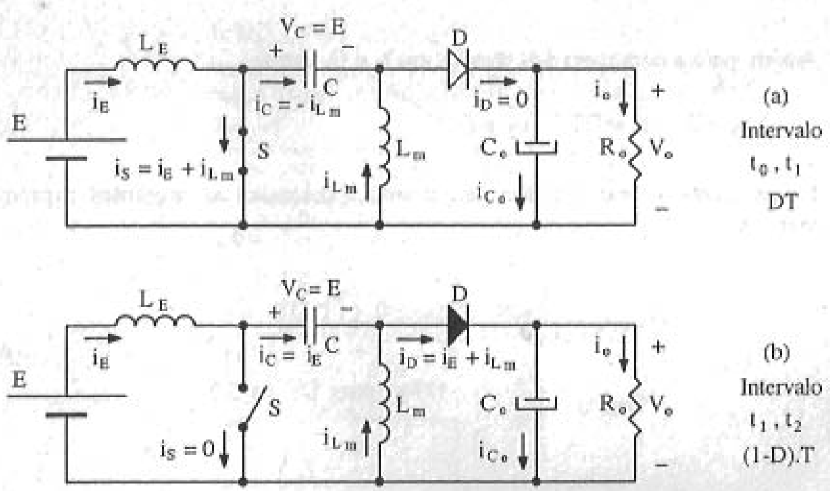


Fig. 5.3: Etapas de funcionamento do conversor Sepic, para o modo de condução contínua durante um período de funcionamento, em regime permanente.

5.2.2. ANÁLISE MATEMÁTICA

A partir da análise do funcionamento do conversor Sepic no modo de condução contínua em regime permanente, e considerando que a contagem dos tempos se dá em $t_0 = 0$, tem-se que:

$$i_{E(t)} = \begin{cases} I_{E(0)} + \dfrac{E}{L_E}\cdot t & ;\text{para } 0 < t \le t_1 \\ I_{E(t_1)} - \dfrac{V_o}{L_E}\cdot (t - t_1) & ;\text{para } t_1 < t \le t_2 \end{cases} \tag{5.2}$$

ou ainda:

$$i_{E(t)} = \begin{cases} I_{E(0)} + \dfrac{E}{L_E}\cdot t & ;\text{para } 0 < t \le DT \\ I_{E(DT)} - \dfrac{V_o}{L_E}\cdot (t - DT) & ;\text{para } DT < t \le T \end{cases} \tag{5.3}$$

onde: $D = \dfrac{t_1 - t_0}{T} = \dfrac{t_c}{T} \rightarrow$ razão cíclica (5.4)

$t_c \rightarrow$ tempo de condução da chave S.
$T \rightarrow$ período de funcionamento do conversor.

Assim, para a contagem dos tempos em $t_0 = 0$, tem-se:

$$t_0 = 0 \; ; \; t_1 = DT \; ; \; t_2 = T \tag{5.5}$$

Desse modo, o restante dos parâmetros apresentam as seguintes expressões matemáticas:

$$i_{L_{m(t)}} = \begin{cases} I_{L_{m(0)}} + \dfrac{E}{L_m} \cdot t & ; \text{para } 0 < t \le DT \\ I_{L_{m(DT)}} - \dfrac{V_o}{L_m} \cdot (t - DT) & ; \text{para } DT < t \le T \end{cases} \tag{5.6}$$

$$v_{S_{(t)}} = \begin{cases} 0 & ; \text{para } 0 < t \le DT \\ E + V_o & ; \text{para } DT < t \le T \end{cases} \tag{5.7}$$

$$i_{S_{(t)}} = \begin{cases} \left(\dfrac{E}{L_E} + \dfrac{E}{L_m} \right) \cdot t + I_{E(0)} + I_{L_{m(0)}} & ; \text{para } 0 < t \le DT \quad (5.8) \\ 0 & ; \text{para } DT < t \le T \quad (5.9) \end{cases}$$

$$v_{D_{(t)}} = \begin{cases} -(E + V_o) & ; \text{para } 0 < t \le DT \quad (5.10) \\ 0 & ; \text{para } DT < t \le T \quad (5.11) \end{cases}$$

$$i_{D_{(t)}} = \begin{cases} 0 & ; \text{para } 0 < t \le DT \quad (5.12) \\ -\left(\dfrac{V_o}{L_E} + \dfrac{V_o}{L_m} \right) \cdot (t - DT) + I_{E_{(DT)}} + I_{L_{m(DT)}} & ; \text{para } DT < t \le T \quad (5.13) \end{cases}$$

$$v_{L_{E(t)}} = v_{L_{m(t)}} = \begin{cases} E & ; \text{para } 0 < t \le DT \quad (5.14) \\ -V_o & ; \text{para } DT < t \le T \quad (5.15) \end{cases}$$

$$i_{C_{(t)}} = \begin{cases} -i_{m_{(t)}} & ; \text{para } 0 < t \le DT \quad (5.16) \\ i_{E_{(t)}} & ; \text{para } DT < t \le T \quad (5.17) \end{cases}$$

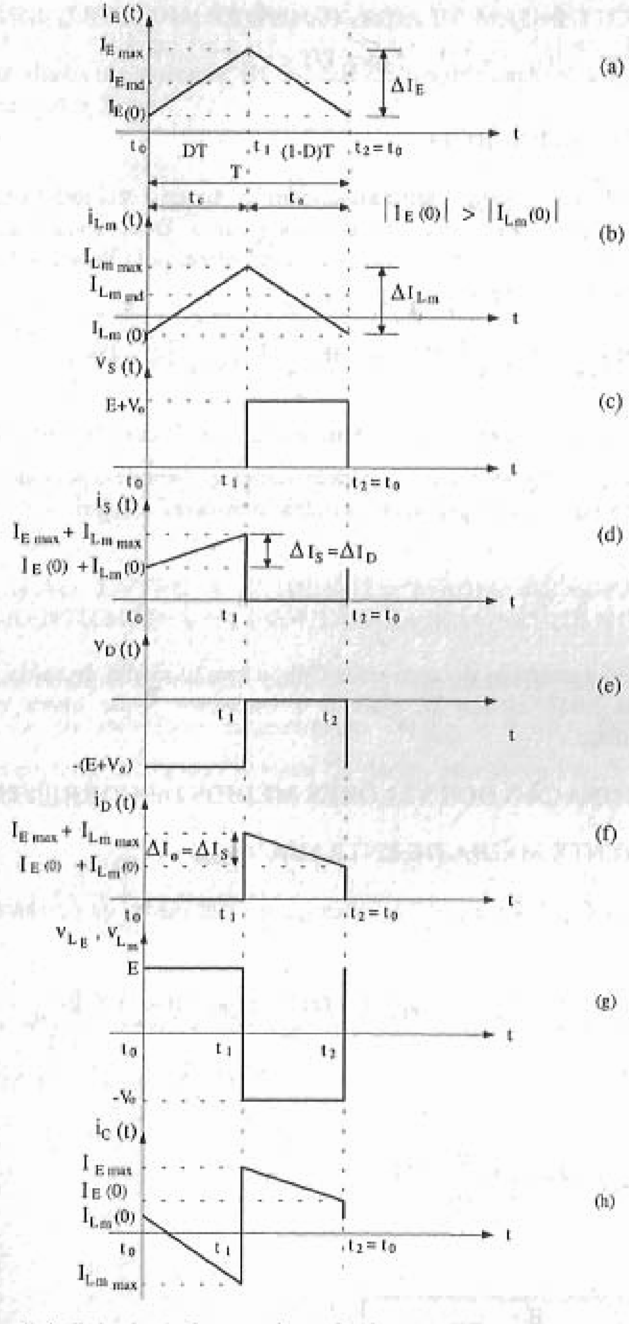


Fig. 5.4: Principais formas de onda do conversor Sepic, modo de condução contínua em regime permanente.

$$i_{C_{o(t)}} = \begin{cases} -I_o & ; \text{para } 0 < t \leq DT \\ i_{D(t)} - I_o & ; \text{para } DT < t \leq T \end{cases} \quad \begin{matrix} (5.18) \\ (5.19) \end{matrix}$$

a) BALANÇO DE ENERGIA

No intervalo DT ocorre o armazenamento de energia nos indutores L_E e L_m, e no intervalo (1-D)T essa energia é transferida à carga. Desse modo, admitindo que durante o período T não ocorram perdas no conversor, pelo balanço de energia em regime permanente, tem-se:

$$E \cdot \left(I_{E_{md}} + I_{Lm_{md}}\right) \cdot DT = V_o \cdot \left(I_{E_{md}} + I_{Lm_{md}}\right) \cdot (1-D) \cdot T \quad (5.20)$$

onde: $I_{E_{md}}$ e $I_{Lm_{md}}$ representam os valores médios da corrente de entrada i_E e da corrente no indutor magnetizante i_{Lm} respectivamente, durante o período T.

A partir da Eq. (5.20) é possível encontrar a seguinte relação:

$$\frac{V_o}{E} = \frac{D}{(1-D)} \quad (5.21)$$

que mostra que, a exemplo do conversor Cúk, a tensão média de saída V_O é função unicamente da razão cíclica D, quando o conversor Sepic opera no modo de condução contínua.

b) DETERMINAÇÃO DOS VALORES MÉDIOS DE CORRENTE

b.1 - CORRENTE MÉDIA DE ENTRADA (I_{Emd})

A partir da Fig. 5.4.a é possível obter-se o valor médio da corrente de entrada, ou seja:

$$I_{E_{md}} = \frac{DT \cdot I_{E(0)}}{T} + \frac{DT \cdot \left[I_{E_{max}} - I_{E(0)}\right]}{2 \cdot T} + \frac{(1-D) \cdot T - I_{E(0)}}{T} + \frac{(1-D) \cdot T \cdot \left[I_{E_{max}} - I_{E(0)}\right]}{2 \cdot T} \quad (5.22)$$

sendo que :

$$I_{E_{max}} = I_{E(0)} + \frac{E}{L_E} \cdot DT \quad (5.23)$$

Assim:

$$\boxed{I_{E_{md}} = \frac{E}{2 \cdot L_E} \cdot DT + I_{E(0)}} \quad (5.24)$$

b.2 - CORRENTE MÉDIA NA INDUTÂNCIA DE MAGNETIZAÇÃO (I_{Lmmd})

O valor médio da corrente no indutor de magnetização é obtido através da análise da Fig. 5.4.b. Logo:

$$I_{Lm_{md}} = \frac{1}{T}\left\{\int_0^{DT}\left[I_{Lm(0)} + \frac{E}{L_m} \cdot t\right]dt + \int_0^{(1-D)T}\left[I_{Lm_{max}} - \frac{V_o}{L_m} \cdot t\right]dt\right\} \quad (5.25)$$

onde: $$I_{Lm_{max}} = I_{Lm(DT)} = I_{Lm(0)} + \frac{E}{L_m} \cdot DT \quad (5.26)$$

Desse modo:

$$\boxed{I_{Lm_{md}} = \frac{E}{2 \cdot L_m} \cdot DT + I_{Lm(0)}} \quad (5.27)$$

b.3 - RELAÇÃO ENTRE A CORRENTE MÉDIA DE ENTRADA E A CORRENTE MÉDIA NA INDUTÂNCIA MAGNETIZANTE.

Para determinação da relação entre a corrente média de entrada ($I_{E_{md}}$) e a corrente média na indutância magnetizante ($I_{Lm_{md}}$), é importante obter-se a expressão da corrente média no capacitor C. Assim, através da Fig. 5.4.h e das Eqs. (5.16) e (5.17), tem-se:

$$I_{C_{md}} = \frac{1}{T}\left\{\int_0^{DT}\left[-I_{Lm(0)} - \frac{E}{L_m} \cdot t\right]dt + \int_0^{(1-D)T}\left[I_{E(DT)} - \frac{V_o}{L_E} \cdot t\right]dt\right\} \quad (5.28)$$

sabendo que:

$$I_{E(DT)} = I_{E(0)} + \frac{E}{L_E} \cdot DT \quad (5.29)$$

e:

$$V_o = E \cdot \frac{D}{(1-D)} \quad (5.30)$$

então:

$$I_{C_{md}} = (1-D) \cdot I_{E_{md}} - D \cdot I_{Lm_{md}} \quad (5.31)$$

Igualando-se a zero a Eq. (5.31), obtém-se a relação entre a corrente média de entrada e a corrente média na indutância magnetizante, isto é:

$$\frac{I_{E_{md}}}{I_{Lm_{md}}} = \frac{D}{(1-D)} \tag{5.32}$$

b.4 - CORRENTE MÉDIA DE SAÍDA (I_O)

Analisando a Fig. 5.3 e admitindo que toda a componente alternada da corrente do diodo D circula pelo capacitor de saída C_o, então a corrente média de carga (na saída) é a própria corrente média no diodo D. Desse modo:

$$I_o = I_{D_{md}} = \frac{\left[I_{E(0)} + I_{Lm(0)}\right]\cdot(1-D)T}{T} + \frac{\left\{I_{D\max} - \left[I_{E(0)} + I_{Lm(0)}\right]\right\}\cdot(1-D)\cdot T}{2\cdot T} \tag{5.33}$$

sendo que: $I_{D_{max}} = I_{E_{max}} + I_{Lm_{max}}$ (5.34)

$$I_{E_{max}} = I_{E(0)} + \frac{E}{L_E}\cdot DT \tag{5.35}$$

$$I_{Lm_{max}} = I_{Lm(0)} + \frac{E}{L_m}\cdot DT \tag{5.36}$$

Logo, substituindo-se as Eqs. (5.34), (5.35) e (5.36) em (5.33), obtém-se:

$$I_o = (1-D)\cdot\left[\frac{E\cdot DT}{2}\cdot\left(\frac{1}{L_E}+\frac{1}{L_m}\right) + I_{E(0)} + I_{Lm(0)}\right] \tag{5.37}$$

onde: $\frac{1}{L_E}+\frac{1}{L_m} = \frac{1}{L_{eq}}$ (5.38)

Então:

$$I_o = I_{D_{md}} = (1-D)\cdot\left[\frac{E}{2\cdot L_{eq}}DT + I_{E(0)} + I_{Lm(0)}\right] \tag{5.39}$$

A partir da Eq. (5.37), tem que:

$$I_o = I_{D_{md}} = (1-D)\cdot[I_{E_{md}} + I_{Lm_{md}}] \tag{5.40}$$

Sabendo que: $\frac{I_{E_{md}}}{I_{Lm_{md}}} = \frac{D}{(1-D)}$ (5.41)

Então:

$$\boxed{I_o = I_{D_{md}} = I_{Lm_{md}}} \tag{5.42}$$

c) ONDULAÇÃO DA CORRENTE DE ENTRADA (ΔI_E)

A ondulação da corrente de entrada pode ser obtida analisando-se a ondulação da corrente no indutor de entrada L_E. A partir da Fig. 5.4.a, tem-se que:

$$\Delta I_E = I_{E_{max}} - I_{E(0)} \tag{5.43}$$

onde: $I_{E_{max}} = I_{E(DT)} = I_{E(0)} + \frac{E}{L_E}\cdot DT$ (5.44)

Logo:

$$\boxed{\Delta I_E = \frac{E}{L_E}\cdot DT = \frac{V_o}{L_E}\cdot(1-D)\cdot T} \tag{5.45}$$

Da Eq. (5.24), tem-se:

$$I_{E(0)} = I_{E_{md}} - \frac{E}{2\cdot L_E}\cdot DT \tag{5.46}$$

Comparando-se as Eqs. (5.46) e (5.45), conclui-se que:

$$I_{E(0)} = I_{E_{md}} - \frac{\Delta I_E}{2} \tag{5.47}$$

Levando as Eqs. (5.41), (5.42) e (5.45) na Eq. (5.47), obtém-se:

$$I_{E(0)} = I_o\cdot\frac{D}{(1-D)} - \frac{V_o}{2\cdot L_E}\cdot(1-D)\cdot T \tag{5.48}$$

Substituindo as Eqs. (5.48) e (5.21) na Eq. (5.44), tem-se que:

$$I_{E_{max}} = I_{E(DT)} = I_o \cdot \frac{D}{(1-D)} + \frac{V_o}{2 \cdot L_E} \cdot (1-D) \cdot T \tag{5.49}$$

A expressão (5.49) define o valor máximo da corrente de entrada.

d) ONDULAÇÃO DA CORRENTE NA INDUTÂNCIA MAGNETIZANTE (ΔI_{Lm})

Analisando-se a corrente $i_{Lm}(t)$ da Fig. 5.4.b, tem-se que:

$$\Delta I_{Lm} = I_{Lm_{max}} - I_{Lm(0)} \tag{5.50}$$

Levando a Eq. (5.26) em (5.50), tem-se:

$$\boxed{\Delta I_{Lm} = \frac{E}{L_m} \cdot DT = \frac{V_o}{L_m} \cdot (1-D) \cdot T} \tag{5.51}$$

Da Eq. (5.27), obtém-se:

$$I_{Lm(0)} = I_{Lm_{md}} - \frac{\Delta I_{Lm}}{2} \tag{5.52}$$

A partir das Eqs. (5.42) e (5.51) chega-se à expressão (5.53):

$$I_{Lm(0)} = I_o - \frac{V_o}{2 \cdot L_m} \cdot (1-D) \cdot T \tag{5.53}$$

Substituindo-se as Eqs. (5.21) e (5.53) em (5.26), tem-se:

$$I_{Lm_{max}} = I_o + \frac{V_o}{2 \cdot L_m} \cdot (1-D) \cdot T \tag{5.54}$$

Desse modo, fica determinado o valor de pico da corrente na indutância magnetizante.

e) CARACTERÍSTICA DE TRANSFERÊNCIA ESTÁTICA (G)

Admitindo um rendimento de 100%, tem-se que:

$$E \cdot I_{E_{md}} = V_o \cdot I_o \tag{5.55}$$

Assim, a característica de transferência estática G do conversor Sepic operando no modo de condução contínua em regime permanente é dada por:

$$\boxed{G = \frac{V_o}{E} = \frac{I_{E_{md}}}{I_o} = \frac{D}{(1-D)}} \tag{5.56}$$

Na Fig. 5.5 está representada a característica de transferência estática G em função do parâmetro D.

f) ONDULAÇÃO DE TENSÃO NOS CAPACITORES C E C_o.

Analisando as formas de onda das correntes nos capacitores C e C_o durante o intervalo de tempo DT, e aplicando a expressão:

$$\Delta V_C = \frac{1}{C}\int_0^t i_C(t)\,dt$$

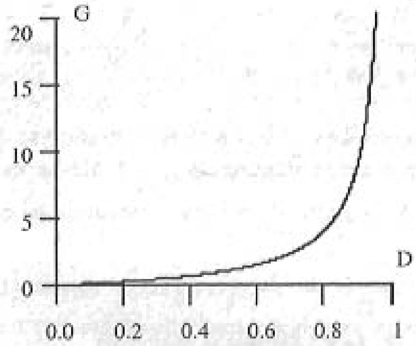


Fig. 5.5: Característica de transferência estática do conversor SEPIC no modo de condução contínua em regime permanente.

obtém-se as ondulações de tensão nos respectivos capacitores. Assim sendo tem-se:

$$\Delta V_C = \frac{E \cdot D^2 \cdot T}{R_o \cdot C \cdot (1-D)} \tag{5.57}$$

$$\Delta V_{C_o} = \frac{E \cdot D^2 \cdot T}{R_o \cdot C_o \cdot (1-D)} \tag{5.58}$$

As Eqs. (5.57) e (5.58) representam respectivamente as ondulações de tensão nos capacitores C e C_o, onde a variação de carga nesses mesmos capacitores é definida por:

$$\Delta Q = \frac{E \cdot D^2 \cdot T}{R_o \cdot (1-D)} \tag{5.59}$$

Logo:

$$\Delta V_C = \frac{\Delta Q}{C} \quad ; \quad \Delta V_{C_o} = \frac{\Delta Q}{C_o} \tag{5.60}$$

Aplicando a Eq.(5.21) nas Eqs. (5.57) e (5.58) obtém-se a ondulação de tensão nos capacitores C e C_o em função da tensão de saída V_o, ou seja:

$$\Delta V_C = \frac{V_o}{R_o \cdot C} \cdot DT = \frac{V_o \cdot D}{R_o \cdot C \cdot f} \tag{5.61}$$

$$\Delta V_{C_o} = \frac{V_o \cdot D}{R_o \cdot C_o \cdot f} \tag{5.62}$$

Analisando as expressões (5.61) e (5.62) verifica-se que a máxima ondulação de tensão ocorre para a carga mínima $(R_{o_{min}})$. Desse modo, uma vez definida a máxima ondulação de tensão é possível determinar o valor dos respectivos capacitores, ou seja:

$$C = \frac{D}{R_{o_{min}} \cdot f \cdot (\Delta V_C / V_o)} \tag{5.63}$$

$$C_o = \frac{D}{R_{o_{min}} \cdot f \cdot (\Delta V_{Co} / V_o)} \tag{5.64}$$

Ficam assim definidos os capacitores da estrutura em função da ondulação relativa de tensão.

g) CORRENTES E TENSÕES MÉDIAS, EFICAZES E DE PICO NA CHAVE "S".

g.1 - CORRENTE MÉDIA NA CHAVE "S"

A partir da Fig. 5.4.d obtém-se a seguinte expressão para a corrente média na chave S:

$$I_{S_{md}} = \frac{DT \cdot [I_{E(0)} + I_{Lm(0)}]}{T} + \frac{DT \cdot [I_{E_{max}} + I_{Lm_{max}} - I_{E(0)} - I_{Lm(0)}]}{2 \cdot T} \tag{5.65}$$

Trabalhando a Eq. (5.65), obtém-se:

$$I_{S_{md}} = D \cdot \left[\frac{E}{2 \cdot L_E} \cdot DT + I_{E(0)} + \frac{E}{2 \cdot L_m} \cdot DT + I_{Lm(0)} \right] \tag{5.66}$$

Substituindo as Eqs. (5.24) e (5.33) em (5.66), tem-se :

$$I_{S_{md}} = D \cdot \left(I_{E_{md}} + I_{Lm_{md}} \right) \tag{5.67}$$

Sabe-se, a partir das Eqs. (5.41) e (5.42), que:

$$I_o = I_{Lm_{md}} = I_{E_{md}} \cdot \frac{(1-D)}{D} \tag{5.68}$$

Assim:

$$I_{S_{md}} = \frac{D}{(1-D)} \cdot I_o \tag{5.69}$$

onde a relação $D/(1-D)$ define a característica de transferência estática G do conversor Sepic no modo de condução contínua em regime permanente. Então:

$$I_{S_{md}} = G \cdot I_o \tag{5.70}$$

A corrente média no diodo D e nos indutores L_E e L_m é também obtida através da Eq. (5.70)

Ainda é possível obter-se as seguintes relações:

$$I_{E_{md}} = I_o \cdot \frac{D}{(1-D)} \tag{5.71}$$

$$I_{D_{md}} = I_o = I_{Lm_{md}} \tag{5.72}$$

$$I_{L_{E_{md}}} = I_{E_{md}} = G \cdot I_o \tag{5.73}$$

g.2 - CORRENTE DE PICO NA CHAVE "S"

Da análise da Fig. 5.4.a corrente de pico na chave S e no diodo D é dada pela Eq. (5.74)

$$I_{S_{max}} = I_{D_{max}} = I_{E_{max}} + I_{Lm_{max}} \tag{5.74}$$

Das Eqs. (5.26) e (5.44), chega-se à seguinte expressão:

$$I_{S_{max}} = I_{E(0)} + \frac{E}{L_E} \cdot DT + I_{Lm(0)} + \frac{E}{L_m} \cdot DT \tag{5.75}$$

Aplicando as Eqs. (5.24) , (5.27) , (5.45) e (5.51) na Eq. (5.75), obtém-se:

$$I_{S_{max}} = I_{D_{max}} = I_{E_{md}} + I_{Lm_{md}} + \frac{\Delta I_S}{2} \tag{5.76}$$

onde: $$\Delta I_S = \Delta I_E + \Delta I_{Lm} \tag{5.77}$$

$$\text{Logo: } \Delta I_S = \frac{E}{L_{eq}} \cdot DT = \frac{V_o}{L_{eq}} \cdot (1-D) \cdot T \tag{5.78}$$

sendo: $$\frac{1}{L_{eq}} = \frac{1}{L_E} + \frac{1}{L_m} \tag{5.79}$$

Reescrevendo a Eq. (5.78), tem-se que:

$$\Delta I_S = \frac{V_o}{L_{eq}} \cdot \frac{T}{(G+1)} = \frac{R_o \cdot I_o}{L_{eq} \cdot f} \cdot \frac{1}{(G+1)} \tag{5.80}$$

onde: $$(G+1) = \frac{1}{(1-D)} \tag{5.81}$$

A Eq. (5.80) representa a ondulação de corrente na chave S.
Desse modo, com as Eqs. (5.80), (5.73) e (5.72) aplicadas em (5.76), tem-se que:

$$I_{S_{max}} = I_{D_{max}} = G \cdot I_o + I_o + \frac{R_o \cdot I_o}{2 \cdot L_{eq} \cdot f} \cdot \frac{1}{(G+1)} \tag{5.82}$$

Logo,

$$I_{S_{max}} = I_{D_{max}} = I_o \cdot \left[(G+1) + \frac{R_o}{2 \cdot L_{eq} \cdot f} \cdot \frac{1}{(G+1)} \right] \tag{5.83}$$

Assim, fica definido o valor de pico da corrente na chave S e no diodo D.

g.3 - CORRENTE EFICAZ NA CHAVE "S"

Quando a chave S for um MOSFET de potência, a determinação do valor eficaz da corrente, que circula pela mesma, será fundamental para o cálculo das perdas no MOSFET.

A definição de valor eficaz é obtida a partir da seguinte expressão:

$$\left(I_{S_{ef}}\right)^2 = \frac{1}{T} \int_0^T \left[i_S(t)\right]^2 dt \tag{5.84}$$

onde:

$$i_S(t) = \frac{\Delta I_S}{DT} \cdot t + \left[I_{E(0)} + I_{Lm(0)}\right] \tag{5.85}$$

Aplicando a Eq. (5.85) em (5.84), obtém-se:

$$I_{S_{ef}} = \sqrt{D \left[\frac{(\Delta I_S)^2}{12} + \frac{\left(I_{S_{md}}\right)^2}{D^2} \right]} \tag{5.86}$$

ou ainda:

$$I_{S_{ef}} = \sqrt{D \left[\frac{(\Delta I_S)^2}{12} + \left(I_{E_{md}} + I_o\right)^2 \right]} \tag{5.87}$$

g.4 - TENSÃO DE PICO NA CHAVE "S"

A tensão de pico na chave S é igual à tensão de pico reversa no diodo D e é dada pela seguinte expressão:

$$V_{S_{max}} = V_{D_{max}} = E + V_o \tag{5.88}$$

Sabendo que:

$$E = V_o \cdot \frac{(1-D)}{D} = \frac{V_o}{G} \tag{5.89}$$

então:

$$V_{S_{max}} = V_{D_{max}} = V_o\left(\frac{1}{G}+1\right) \tag{5.90}$$

ou ainda:

$$V_{S_{max}} = V_{D_{max}} = \frac{V_o}{D} \tag{5.91}$$

Na Fig. 5.6 tem-se a tensão de pico normalizada na chave S (V_{Smax}/V_o) em função da característica de transferência estática G para o conversor Sepic no modo de condução contínua em regime permanente. Verifica-se através da Fig. 5.6, que a tensão de pico normalizada na chave S decresce com o aumento do parâmetro G.

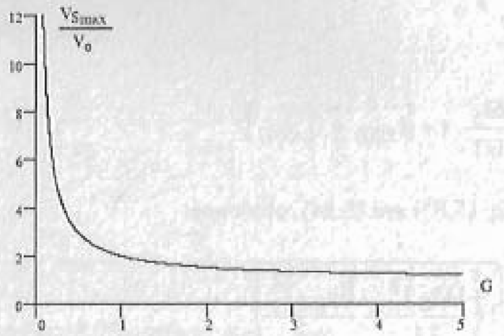


Fig. 5.6: Tensão de pico normalizada na chave S em função de G para o conversor Sepic, modo de condução contínua e regime permanente.

g.5 - TENSÃO MÉDIA NA CHAVE "S"

A tensão média na chave S é obtida através da seguinte expressão:

$$V_{S_{md}} = \frac{(1-D)\cdot T\cdot(E+V_o)}{T} \tag{5.92}$$

ou ainda:

$$V_{S_{md}} = (E+V_o)\cdot(1-D) = \frac{(E+V_o)}{(G+1)} = E \tag{5.93}$$

Desse modo, fica determinada a tensão média na chave S.

5.3. ANÁLISE DO CONVERSOR CC-CC SEPIC EM REGIME PERMANENTE E MODO DE CONDUÇÃO DESCONTÍNUA

Para a análise a ser realizada neste parágrafo, será válido o mesmo circuito equivalente da Fig. 5.2 e as mesmas relações apresentadas na Eq. (5.1). Além disso, as considerações de idealidades, estabelecidas no item anterior (5.2), serão mantidas na presente análise. Dessa forma, as ondulações nos capacitores C e C_o e as tensões médias nos indutores L_E e L_m serão consideradas nulas.

5.3.1. ETAPAS DE FUNCIONAMENTO E FORMAS DE ONDA

No modo de condução descontínua em regime permanente, o conversor Sepic é caracterizado por três etapas de funcionamento, representadas na Fig. 5.7. As duas primeiras etapas são exatamente as mesmas descritas no parágrafo 5.2.1, para o conversor Sepic operando em condução contínua. Elas são aqui repetidas por questões de conveniência didática.

<u>1ª ETAPA (Fig. 5.7.a) $\rightarrow$ t_0, t_1</u>: Durante esta etapa a chave S está conduzindo e o diodo D está bloqueado. As tensões V_C e V_{Co} são, respectivamente, E e V_o. A tensão reversa sobre o diodo será -(E+V_o). O indutor L_E armazena energia proveniente da fonte E. As correntes i_E e i_{Lm} crescem linearmente segundo a relação E/L_E e E/L_m, respectivamente. A corrente na chave S ($i_S = i_E + i_{Lm}$), cresce linearmente com a relação E/L_{eq}, onde: $L_{eq} = L_E \cdot L_m / (L_E + L_m)$. Durante esta etapa o capacitor C_o alimenta a carga.

<u>2ª ETAPA (Fig. 5.7.b) $\rightarrow$ t_1, t_2</u>: Em t_1 a chave S é aberta e o diodo D entra em condução. As tensões em L_E e L_m assumem o valor V_o, e há transferência de energia dos indutores L_E e L_m para o capacitor C_o e para a carga R_o. As correntes em L_E e L_m decrescem linearmente com a relação $-V_o/L_E$ e $-V_o/L_m$, respectivamente. A corrente no diodo D, dada por $i_D = i_E + i_{Lm}$, também decresce linearmente na razão de $-V_o/L_{eq}$. A tensão na chave S será $V_S = E + V_o$.

<u>3ª ETAPA (Fig. 5.7.c) $\rightarrow$ t_2, t_0</u>: Esta etapa tem início quando a corrente no diodo D se anula. Nesse instante, o diodo D é bloqueado, e a carga passa a ser alimentada unicamente pelo capacitor C_o. A corrente no capacitor C é constante e igual à corrente magnetizante i_{Lm}, cujo valor em módulo é o mesmo da corrente da fonte i_E, mas com sinal contrário, ou seja: $i_{Lm} = -i_E$.

Na Fig. 5.8 estão representadas as principais formas de onda do conversor Sepic, operando no modo de condução descontínua em regime permanente.

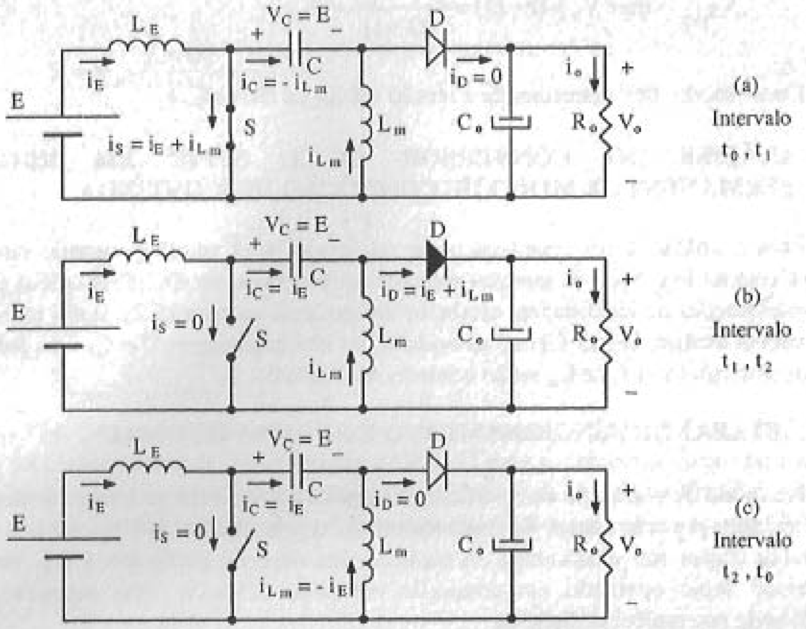


Fig. 5.7: Etapas de funcionamento do conversor Sepic, para o modo de condução descontínua, durante um período de funcionamento em regime permanente.

5.3.2. ANÁLISE MATEMÁTICA

A partir da análise do funcionamento do conversor Sepic no modo de condução descontínua em regime permanente, e considerando que a contagem dos tempos se dá em $t_0 = 0$, tem-se que:

$$i_{E(t)} = \begin{cases} I_{E(0)} + \dfrac{E}{L_E} \cdot t & ; \text{ para } 0 < t \leq t_1 \\ I_{E(t_1)} - \dfrac{V_o}{L_E}(t - t_1) & ; \text{ para } t_1 < t \leq t_2 \\ I_{E(t_2)} = i_{E(0)} & ; \text{ para } t_2 < t \leq t_3 \end{cases} \tag{5.94}$$

ou ainda:

$$i_{E(t)} = \begin{cases} I_{E(0)} + \dfrac{E}{L_E} \cdot t & ; \text{ para } 0 < t \leq DT \\ I_{E(t_1)} - \dfrac{V_o}{L_E}(t - DT) & ; \text{ para } DT < t \leq (D + D_1) \cdot T \\ I_{E(t_2)} = i_{E(0)} & ; \text{ para } (D + D_1) \cdot T < t \leq T \end{cases} \tag{5.95}$$

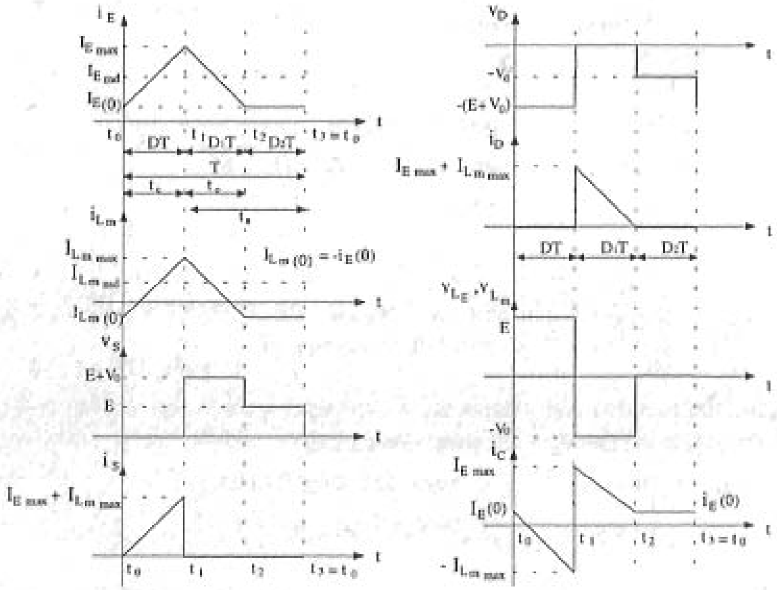


Fig. 5.8: Principais formas de onda do conversor Sepic; Modo de condução descontínua em regime permanente.

onde: $D = \dfrac{t_1 - t_0}{T} = \dfrac{t_c}{T} \rightarrow$ razão cíclica (5.96)

$t_c \rightarrow$ tempo de condução da chave S.
T $\rightarrow$ período de funcionamento do conversor

$$D_1 = \frac{t_2 - t_1}{T} \tag{5.97}$$

Assim, para a contagem dos tempos em $t_0 = 0$, tem-se: $t_0 = 0$; $t_1 = DT$; $t_2 = (D+D_1)T$; $t_3 = T$.

Deste modo, o restante dos parâmetros apresentam as seguintes expressões matemáticas:

$$i_{L_{m(t)}} = \begin{cases} -I_{E(0)} + \dfrac{E}{L_m}\cdot t & ; \text{ para } 0 < t \le DT \\ I_{L_{m(t_1)}} - \dfrac{V_o}{L_m}\cdot (t - DT) & ; \text{ para } DT < t \le (D + D_1)\cdot T \\ I_{L_{m(t_2)}} = i_{L_{m(0)}} = -i_{E(0)} & ; \text{ para } (D + D_1)\cdot T < t \le T \end{cases} \tag{5.98}$$

$$v_{S_{(t)}} = \begin{cases} 0 & ; \text{ para } 0 < t \le DT \\ E + V_o & ; \text{ para } DT < t \le (D + D_1)\cdot T \\ E & ; \text{ para } (D + D_1)\cdot T < t \le T \end{cases} \tag{5.99}$$

$$i_{S_{(t)}} = \begin{cases} \left(\dfrac{E}{L_E} + \dfrac{E}{L_m}\right)\cdot t + I_{E(0)} + I_{L_{m(0)}} & ; \text{ para } 0 < t \le DT \\ 0 & ; \text{ para } DT < t \le T \end{cases} \tag{5.100}$$

$$v_{D_{(t)}} = \begin{cases} -(E + V_o) & ; \text{ para } 0 < t \le DT \\ 0 & ; \text{ para } DT < t \le (D + D_1)\cdot T \\ V_o & ; \text{ para } (D + D_1)\cdot T < t \le T \end{cases} \tag{5.101}$$

$$i_{D_{(t)}} = \begin{cases} 0 & ; \text{ para } 0 < t \le DT \\ -\left(\dfrac{V_o}{L_m} + \dfrac{V_o}{L_E}\right)\cdot (t - DT) + I_{E(t_1)} + I_{Lm(t_1)} & ; \text{ para } DT < t \le (D + D_1)T \\ 0 & ; \text{ para } (D + D_1)\cdot T < t \le T \end{cases} \tag{5.102}$$

$$v_{L_{E(t)}}; v_{Lm_{(t)}} = \begin{cases} E & ; \text{ para } 0 < t \le DT \\ -V_o & ; \text{ para } DT < t \le (D + D_1)\cdot T \\ 0 & ; \text{ para } (D + D_1)\cdot T < t \le T \end{cases} \tag{5.103}$$

$$i_{C_{(t)}} = \begin{cases} -i_{L_{m(t)}} & ; \text{ para } 0 < t \le DT \\ i_{E_{(t)}} & ; \text{ para } DT < t \le T \end{cases} \tag{5.104}$$

A corrente i_{com} que circula pela chave S e pelo diodo D (também denominada de corrente de comutação), dada pela soma das correntes em L_E e L_m, está

representada na Fig. 5.9, onde observa-se que a característica de descontinuidade da corrente é análoga ao modo de operação descontínua dos conversores convencionais.

Durante o intervalo DT ocorre o armazenamento de energia nos indutores L_E e L_m, sendo que esta energia é transferida à carga no intervalo $D_1.T$.

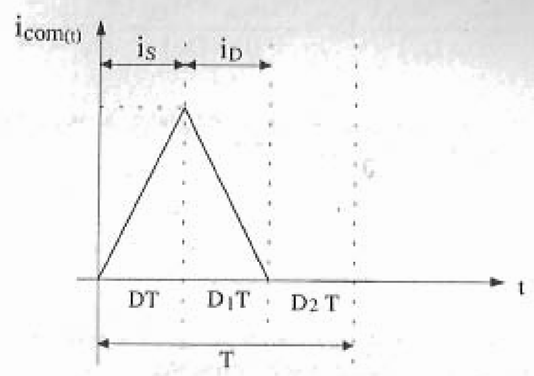


Fig. 5.9: Corrente de comutação do conversor Sepic em regime permanente, modo de condução descontínua.

Admitindo-se que durante o período T em estudo, não ocorram perdas, ou seja, o rendimento é de 100%, tem-se que, pelo balanço de energia em regime permanente:

$$E\cdot(I_{E_{md}} + I_{Lm_{md}})\cdot DT = V_o\cdot(I_{E_{md}} + I_{Lm_{md}})\cdot D_1 T \tag{5.105}$$

onde: $I_{E_{md}}$ e $I_{Lm_{md}}$ representam os valores médios das correntes de entrada i_E e magnetizante i_{Lm} respectivamente, durante o período T.

Desse modo, é possível afirmar que:

$$\frac{V_o}{E} = \frac{D}{D_1} \tag{5.106}$$

sendo que:

$$I_{E_{md}} = \frac{E}{2\cdot L_E}\cdot DT\cdot(D + D_1) + I_{E(0)} \tag{5.107}$$

$$I_{Lm_{md}} = \frac{E}{2\cdot L_m}\cdot DT\cdot(D + D_1) - I_{E(0)} \tag{5.108}$$

A Eq. (5.106) define a característica de transferência estática do conversor Sepic.

O valor médio da corrente no capacitor C é dado por:

$$I_{C_{md}} = \frac{[I_{E_{md}} - I_{E(0)}]}{(D + D_1)} \cdot D_1 - \frac{[I_{Lm_{md}} + I_{E(0)}]}{(D + D_1)} \cdot D + I_{E(0)} \quad (5.109)$$

Igualando-se a zero a Eq. (5.109) , obtém-se a seguinte relação, muito importante na análise do conversor Sepic:

$$\frac{I_{E_{md}}}{I_{Lm_{md}}} = \frac{D}{D_1} \quad (5.110)$$

A corrente média transferida para a carga (I_o) é a própria corrente média no diodo D, e é obtida a partir do seguinte procedimento.

a) FORMA DE ONDA DA CORRENTE NO DIODO D.

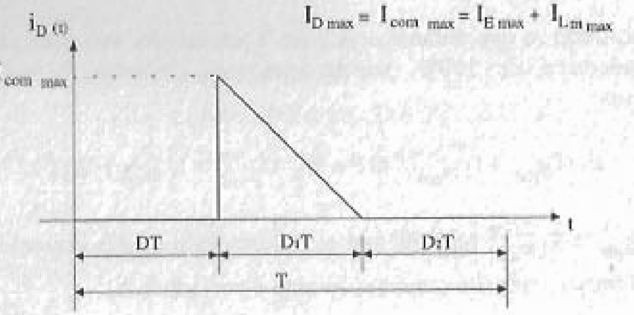


Fig. 5.10: Forma de onda da corrente no diodo D.

A corrente média no diodo D será:

$$I_{D_{md}} = \frac{I_{com_{máx}} \cdot D_1}{2} \quad (5.111)$$

onde:

$$I_{com_{max}} = I_{E_{max}} + I_{Lm_{max}} = I_{E(0)} + \frac{E}{L_E} \cdot DT + \left(-I_{E(0)} + \frac{E}{L_m} \cdot DT \right) \quad (5.112)$$

$$I_{com_{max}} = \frac{E}{L_{eq}} \cdot DT \quad (5.113)$$

$$\frac{1}{L_{eq}} = \frac{L_E + L_m}{L_E \cdot L_m} \quad (5.114)$$

$f = \frac{1}{T} \;\; \rightarrow \;\;$ freqüência de chaveamento

Assim:

$$I_o = I_{D_{md}} = \frac{E}{2 \cdot L_{eq} \cdot f} \cdot D \cdot D_1 \quad (5.115)$$

Trabalhando um pouco mais a Eq. (5.115) obtém-se a importante expressão:

$$I_o = I_{D_{md}} = I_{Lm_{md}} \quad (5.116)$$

obs.: verificar exercício resolvido nº 2.

b) FORMA DE ONDA DA CORRENTE NA CHAVE "S"

$$I_{S_{md}} = \frac{I_{com_{max}} \cdot DT}{2T} = \frac{I_{com_{max}} \cdot D}{2} \quad (5.117)$$

ou ainda:

$$I_{S_{md}} = \frac{E}{2 \cdot L_{eq} \cdot f} \cdot D^2 \quad (5.118)$$

A corrente média de comutação $I_{com_{md}}$ é dada por:

$$I_{com_{md}} = I_{E_{md}} + I_{Lm_{md}} \quad (5.119)$$

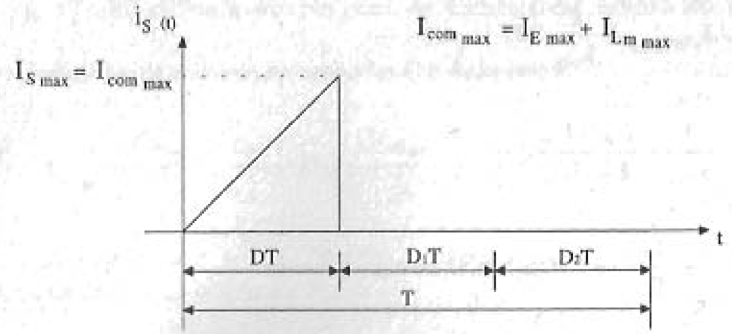


Fig. 5.11:Corrente na chave S.

Substituindo as Eqs. (5.107), (5.108) e (5.114) em (5.119), obtém-se:

$$I_{com_{md}} = \frac{E}{2 \cdot L_{eq} \cdot f} \cdot D(D + D_1) = I_{D_{md}} + I_{S_{md}} \quad (5.120)$$

Observa-se que no modo de condução descontínua as grandezas elétricas dependem do parâmetro D_1. Isso significa que a determinação de D_1 é fundamental para estabelecer o comportamento do conversor *Sepic* no modo de condução descontínua.

c) DETERMINAÇÃO DO PARÂMETRO D1 E DA CARACTERÍSTICA DE TRANSFERÊNCIA ESTÁTICA.

Da expressão (5.115) tem-se que:

$$\frac{I_o \cdot 2 \cdot L_{eq}}{E} \cdot f = D \cdot D_1 \quad (5.121)$$

Denominando-se o parâmetro I_{o_n} de corrente de carga normalizada, então:

$$I_{o_n} = \frac{I_o \cdot 2 \cdot L_{eq}}{E} \cdot f = D \cdot D_1 \quad (5.122)$$

sendo que:

$$R_o = \frac{V_o}{I_o} = \frac{E}{I_o} \cdot \frac{D}{D_1} \quad (5.123)$$

Levando a Eq. (5.123) em (5.122), obtém-se:

$$I_{o_n} = \frac{2 \cdot L_{eq}}{R_o} \cdot \frac{D}{D_1} \cdot f \quad (5.124)$$

Pela igualdade das Eqs. (5.122) e (5.124), tem-se que :

$$\frac{2 \cdot L_{eq}}{R_o} \cdot \frac{D}{D_1} \cdot f = D \cdot D_1 \quad (5.125)$$

Logo:

$$D_1^{\,2} = \frac{2 \cdot L_{eq}}{R_o} \cdot f \quad (5.126)$$

ou ainda:

$$D_1 = \sqrt{K_1} \quad (5.127)$$

onde:

$$K_1 = \frac{2 \cdot L_{eq}}{R_o} \cdot f \quad (5.128)$$

Desse modo, o valor do parâmetro D_1 fica perfeitamente definido, e a característica de transferência estática do conversor CC-CC *Sepic* em regime permanente para o modo de condução descontínua é dada por:

$$G = \frac{V_o}{E} = \frac{D}{D_1} = \frac{D}{\sqrt{K_1}} \quad (5.129)$$

Verifica-se que para uma dada freqüência f de operação, o parâmetro K_1 varia com a carga R_o.

Na Fig. 5.12 tem-se a característica de transferência estática do conversor *Sepic* no modo de condução descontínua em regime permanente para um dado valor de K_1. Verifica-se que para uma razão cíclica acima de aproximadamente 28%, o conversor opera como elevador de tensão.

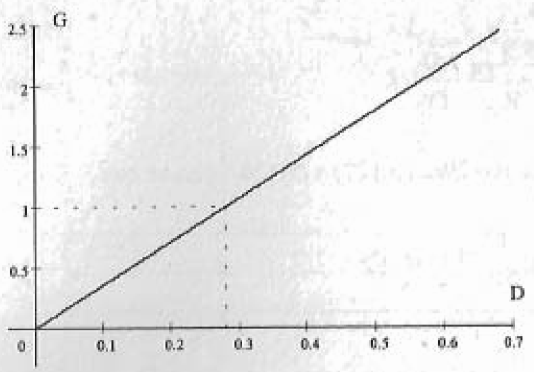


Fig. 5.12: Característica de transferência estática do conversor CC-CC Sepic, modo de condução descontínua em regime permanente.

5.4. ANÁLISE DOS LIMITES DE CONDUÇÃO CONTÍNUA E DESCONTÍNUA DO CONVERSOR SEPIC EM REGIME PERMANENTE (CONDUÇÃO CRÍTICA)

Para que a condução seja crítica, a corrente de comutação i_{com}, dada pela soma das correntes $i_{E(t)}$ e $i_{Lm(t)}$ ($i_{com} = i_{E(t)} + i_{Lm(t)}$), será definida conforme Fig. 5.13:

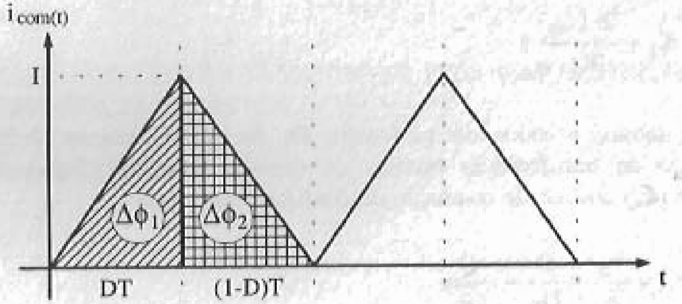


Fig. 5.13: Condução crítica para o conversor Sepic, regime permanente.

A potência transferida à carga (P_o) é dada por:

$$P_o = \frac{(V_o)^2}{R_o} \tag{5.130}$$

Pelo balanço de energia, P_o é igual a potência fornecida pela fonte de entrada (P_E), onde:

$$P_E = E \cdot I_{E_{md}} \tag{5.131}$$

Através das Eqs. (5.71) e (5.37) conclui-se que:

$$I_{E_{md}} = I_o \cdot \frac{D}{(1-D)} = D \cdot \left[\frac{E \cdot DT}{2} \cdot \frac{1}{L_{eq}} + I_{E(0)} + I_{Lm(0)} \right] \tag{5.132}$$

No modo de condução crítica, tem-se que:

$$I_{E(0)} = -I_{Lm(0)} \tag{5.133}$$

Logo:

$$I_{E_{md}} = \frac{E}{2 \cdot L_{eq}} \cdot D^2 \cdot T \tag{5.134}$$

Levando a Eq. (5.134) em (5.131) e igualando à Eq. (5.130), obtém-se:

$$\frac{(Vo)^2}{R_o} = \frac{E^2}{2 \cdot L_{eq}} D^2 \cdot T \tag{5.135}$$

ou ainda:

$$V_o = \sqrt{\frac{R_o}{2 \cdot L_{eq} \cdot f}} \cdot E \cdot D \tag{5.136}$$

Definindo-se o parâmetro K_2 como:

$$K_2 = \frac{E \cdot D}{\sqrt{2 \cdot L_{eq} \cdot f}} \tag{5.137}$$

Então:

$$V_o = K_2 \cdot \sqrt{R_o} \tag{5.138}$$

A expressão (5.138) mostra que para o modo de condução crítica o valor médio da tensão de saída depende da resistência de carga. Conforme visto no parágrafo 5.3.2 item c, o mesmo ocorre para o modo de condução descontínua.

Para a condição de condução crítica, ver Fig. 5.13, tem-se que:

$$\Delta\phi_1 = \Delta\phi_2 \qquad \therefore \qquad E \cdot DT = V_o \cdot (1-D) \cdot T \tag{5.139}$$

Levando a expressão (5.138) em (5.139), obtém-se:

$$E \cdot \frac{D}{(1-D)} = K_2 \cdot \sqrt{R_o} \tag{5.140}$$

Assim:

$$R_o = \left[\frac{E}{K_2} \cdot \frac{D}{(1-D)} \right]^2 \tag{5.141}$$

Substituindo o valor de K_2 na Eq. (5.141), obtém-se:

$$R_o = 2 \cdot L_{eq} \cdot f \cdot \frac{1}{(1-D)^2} = R_{CRÍTICO} \tag{5.142}$$

A Eq. (5.142) define o valor da resistência crítica de carga. Desse modo, para $R_o < R_{CRÍTICO}$ a condução será contínua, sendo que, os limites para os vários modos de condução são estabelecidos de acordo com:

$$\begin{cases} \text{Cond. descontínua } (R_o > R_{CRÍTICO}) \Rightarrow \dfrac{2 \cdot L_{eq}}{R_o} \cdot f < (1-D)^2 \Rightarrow K_1 < K_{1_{CRÍTICO}} \\ \text{Cond. contínua } (R_o < R_{CRÍTICO}) \Rightarrow \dfrac{2 \cdot L_{eq}}{R_o} \cdot f > (1-D)^2 \Rightarrow K_1 > K_{1_{CRÍTICO}} \\ \text{Cond. crítica } (R_o = R_{CRÍTICO}) \Rightarrow \dfrac{2 \cdot L_{eq}}{R_o} \cdot f = (1-D)^2 \Rightarrow K_1 = K_{1_{CRÍTICO}} \end{cases}$$

onde:

$$K_{1_{CRÍTICO}} = (1-D)^2 \tag{5.143}$$

A máxima razão cíclica D_{max} para que se garanta operação no modo descontínuo é dada por:

$$K_1 < K_{CRÍTICO} \tag{5.144}$$

No limite, tem-se:

$$K_1 = K_{CRÍTICO} = (1-D)^2 \tag{5.145}$$

ou seja:

$$D_{max}^2 - 2 \cdot D_{max} + (1 - K_1) = 0 \tag{5.146}$$

Logo:

$$D_{max} = 1 - \sqrt{K_1} \tag{5.147}$$

5.5. CARACTERÍSTICA DE TRANSFERÊNCIA ESTÁTICA E CARACTERÍSTICA DE CARGA DO CONVERSOR SEPIC EM REGIME PERMANENTE

Na Fig. 5.14 é apresentada a característica de transferência estática do conversor Sepic, com as respectivas faixas de operação. A região de condução descontínua é estabelecida a partir da Eq. (5.129), e a região de condução contínua é obtida através da Eq. (5.56).

Substituindo o valor de D_1 (Eq. 5.106), na expressão da corrente média de carga (Eq. 5.115), para o modo de condução descontínua, tem-se que:

$$I_o = \frac{E}{2 \cdot L_{eq} \cdot f} \cdot D \cdot \frac{E}{V_o} \cdot D \tag{5.148}$$

ou seja:

$$I_o = \frac{E^2 \cdot T}{2 \cdot L_{eq} \cdot V_o} \cdot D^2 \tag{5.149}$$

Definindo-se o parâmetro γ como sendo;

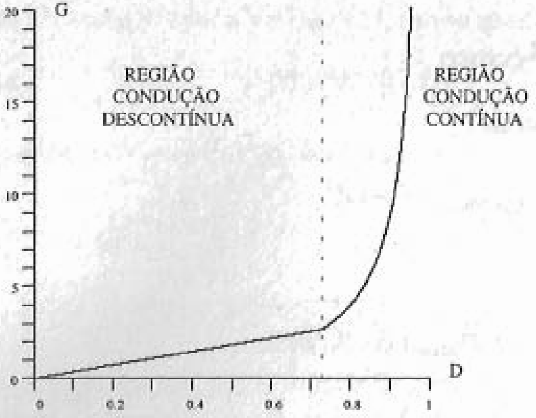


Fig. 5.14: Característica de transferência estática do conversor Sepic, regime permanente.

$$\gamma = \frac{2 \cdot L_{eq} \cdot I_o}{E \cdot T} = \frac{E}{V_o} \cdot D^2 \qquad (5.150)$$

Então:

$$\gamma = \frac{D^2}{G} \qquad (5.151)$$

A expressão (5.151) é válida para a região de operação no modo descontínuo. No limite da descontinuidade tem-se que:

$$G = \frac{D}{(1-D)} \qquad (5.152)$$

ou então:

$$D = \frac{G}{G+1} \qquad (5.153)$$

Substituindo a Eq. (5.153) em (5.151), obtém-se:

$$\gamma = \frac{G}{(G+1)^2} \qquad (5.154)$$

O ponto de máximo para γ ocorre no limite da descontinuidade e é dado por:

$$\frac{\partial \gamma}{\partial G} = 0 \qquad (5.155)$$

Dessa forma:

$$\frac{\partial \gamma}{\partial G} = \frac{(G+1)^2 - 2 \cdot G \cdot (G+1)}{(G+1)^4} = 0 \qquad (5.156)$$

A solução da Eq. (5.156) ocorre para $G = 1$. Isso significa que o limite da descontinuidade é obtido quando a razão cíclica for de 50% ($D = 0,5$).

Para $G = 1 \Rightarrow V_o = E$ (limite da descontinuidade)

Desse modo:

$$\gamma_{max}\big|_{G=1} = 0,25 \qquad (5.157)$$

Na Eq. (5.151) colocando o parâmetro G em evidência, tem-se:

$$G = \frac{D^2}{\gamma} \qquad (5.158)$$

Com as expressões (5.158), (5.154) e (5.153), traçam-se as curvas que representam a característica de carga do conversor Sepic em regime permanente, conforme está mostrado na Fig. 5.15.

5.6. ANÁLISE DOS TEMPOS DE CONDUÇÃO E ABERTURA DA CHAVE DE POTÊNCIA NO MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUA

De acordo com a Eq. (5.45), tem-se que :

$$\Delta I_E = \frac{E}{L_E} \cdot DT \qquad (5.159)$$

Lembrando que:

$$t_c = DT = \frac{D}{f} \rightarrow \text{tempo de condução} \qquad (5.160)$$

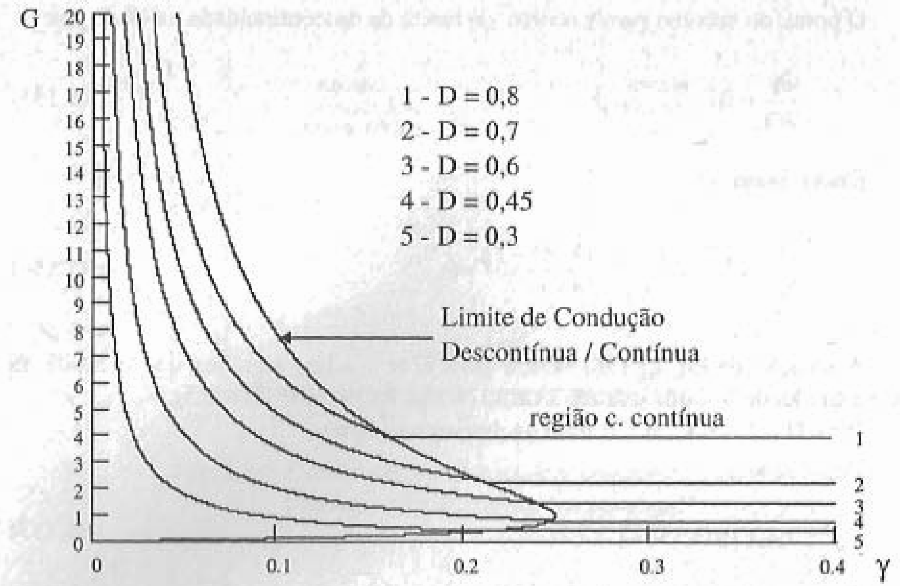


Fig. 5.15: Característica de carga do conversor Sepic, regime permanente.

$$t_a = (1-D)\cdot T = \frac{(1-D)}{f} \rightarrow \text{tempo de abertura} \tag{5.161}$$

Das Eqs. (5.159) e (5.160), tem-se que:

$$t_c = \frac{\Delta I_E \cdot L_E}{E} \tag{5.162}$$

Dessa forma fica definido o tempo de condução da chave S.
A Eq. (5.73) revela que :

$$I_{E_{md}} = I_{L_{E_{md}}} = G \cdot I_o = G \cdot \frac{V_o}{R_o} \tag{5.163}$$

sendo: $$G = \frac{V_o}{E} \therefore V_o = E \cdot G \tag{5.164}$$

Logo:

$$I_{E_{md}} = G^2 \cdot \frac{E}{R_o} \tag{5.165}$$

Aplicando na Eq. (5.165) a Eq. (5.152), obtém-se:

$$I_{E_{md}} = \frac{\dot{E}}{R_o} \cdot \left[\frac{D}{(1-D)}\right]^2 \tag{5.166}$$

Então:

$$\frac{\Delta I_E}{I_{E_{md}}} = \frac{R_o}{L_E} \cdot \frac{(1-D)^2}{D} \cdot T \tag{5.167}$$

Definindo-se: $$\tau = \frac{L_E}{R_o} \tag{5.168}$$

Então, de (5.167), tem-se que :

$$f = \frac{I_{E_{md}}}{\Delta I_E} \cdot \frac{1}{\tau} \cdot \frac{(1-D)^2}{D} \tag{5.169}$$

Trabalhando a Eq. (5.169) e usando as Eqs. (5.160) e (5.161), obtém-se:

$$f \cdot \frac{\Delta I_E}{I_{E_{md}}} \cdot \tau = \frac{(t_a \cdot f)^2}{t_c \cdot f} \tag{5.170}$$

Logo:

$$t_a^2 = \frac{\Delta I_E}{I_{E_{md}}} \cdot \tau \cdot t_c \tag{5.171}$$

Substituindo as Eqs. (5.166) e (5.168) em (5.171), tem-se:

$$t_a^2 = \Delta I_E \cdot \frac{L_E}{R_o} \cdot \frac{R_o}{E} \cdot \frac{(1-D)^2}{D^2} \cdot t_c \tag{5.172}$$

onde:

$$\begin{cases} t_C = DT = \dfrac{V_o}{E}\cdot(1-D)\cdot T = \dfrac{V_o}{E}\cdot t_a & (5.173) \\ \dfrac{(1-D)^2}{D^2} = \dfrac{1}{G^2} = \dfrac{E^2}{{V_o}^2} & (5.174) \end{cases}$$

Assim:

$$ {t_a}^2 = \frac{\Delta I_E \cdot L_E}{E}\cdot\frac{E^2}{{V_o}^2}\cdot\frac{V_o}{E}\cdot t_a \qquad (5.175)$$

Finalmente:

$$ t_a = \frac{\Delta I_E \cdot L_E}{V_o} \qquad (5.176)$$

A Eq. (5.176), que é análoga à Eq. (5.162), define o tempo de abertura da chave S de potência.

5.7. CONTROLE DO CONVERSOR SEPIC EMPREGANDO MODULAÇÃO PWM

A estrutura básica de potência do conversor Sepic com controle da tensão de saída, empregando modulação PWM representada por diagrama de blocos, é apresentada na Fig. 5.16.

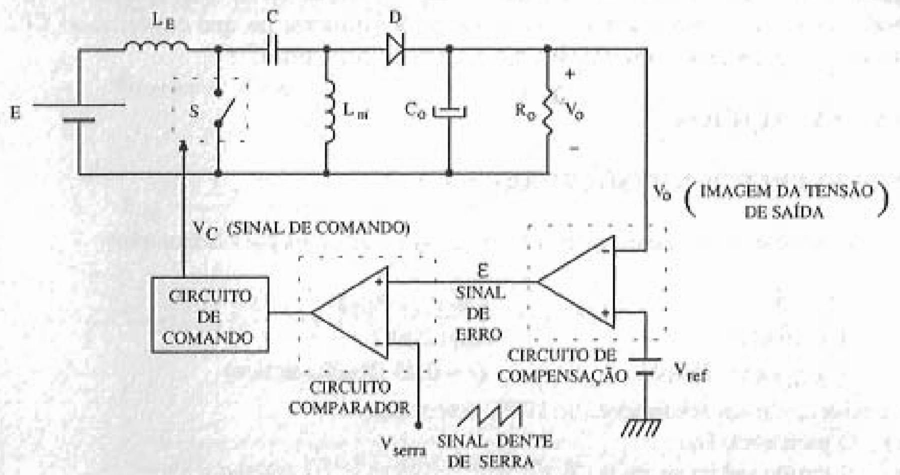
O controle da tensão média de saída é feito a partir da variação da razão cíclica D. Uma imagem da tensão de saída (V_o) é comparada com uma tensão de referência (V_{ref}). O sinal de erro (ε) gerado é enviado ao circuito comparador, e é comparado com um sinal dente de serra, gerando os sinais de comando que acionarão a chave S de potência. O que se tem, efetivamente, é um aumento ou uma diminuição da razão cíclica em função da tendência de diminuição ou de aumento da tensão média de saída, respectivamente. Essa ação fará com que a chave S permaneça por um maior ou menor tempo em condução, dependendo da energia solicitada pela carga e mantendo, dessa forma, a tensão média de saída constante. Os sinais de comando da chave S são mostrados na Fig. 5.16.b.

5.8. COMENTÁRIOS

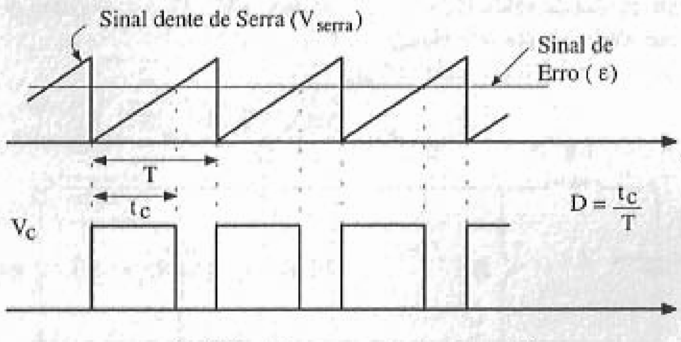
No modo de operação em condução descontínua, o conversor CC-CC Sepic possui uma redução na ordem do sistema, o que representa um aspecto positivo para esse modo de operação. Contudo, sua característica de transferência estática não

depende somente da razão cíclica D, mas também dos indutores (L_E e L_m), da carga (R_o) e da freqüência de operação (f), de acordo com análise da Eq. (5.129).

Verifica-se ainda, que o conversor Sepic no modo de condução descontínua pode operar como elevador ou abaixador de tensão; porém, como abaixador de tensão, a faixa de variação possível de D é bem pequena, conforme mostrado na Fig. 5.12.



(a) Circuito de potência, controle e comando



(b) Sinal de comando da chave S

Fig. 5.16: Controle do conversor Sepic empregando modulação PWM.

Quando esse mesmo conversor trabalha no modo de condução contínua, observa-se que sua característica de transferência estática independe da carga (R_o), depende unicamente da razão cíclica (D), conforme análise da Eq. (5.56), sendo que, ele continua podendo operar como elevador ou abaixador de tensão, com uma faixa maior de variação de D, dando maior flexibilidade ao controle, de acordo com análise da Fig. 5.5.

Dos estudos relativos as ondulações de corrente e tensão, verifica-se que a ondulação de corrente na entrada do conversor Sepic e a ondulação de tensão na saída do mesmo não são nulas. Este fato determina que tanto o filtro de entrada quanto o de saída devem ser ajustados para a máxima ondulação desejada, o que pode prejudicar a dinâmica do conversor, principalmente no que concerne ao filtro de saída, dependendo, obviamente, da magnitude deste filtro.

5.9. EXERCÍCIOS

5.9.1. EXERCÍCIOS RESOLVIDOS

1º) Seja o conversor Sepic apresentado na Fig. 5.17 cujos parâmetros são:

$E = 30V$ $\quad$ $C = C_o = 50\mu F$
$f = 30\ kHz$ $\quad$ $R_o = 200\Omega$
$L_E = Lm = 150\mu H$ $\quad$ $D = 0{,}45$ (Razão cíclica)

Considerando um rendimento de 100% determinar:

a) O parâmetro D_1;
b) A tensão média de saída (V_o);
c) A potência média de saída (P_o);
d) A corrente média de saída (I_o);
e) A corrente média de entrada (I_{Emd});
f) A ondulação da tensão de saída (ΔV_o).

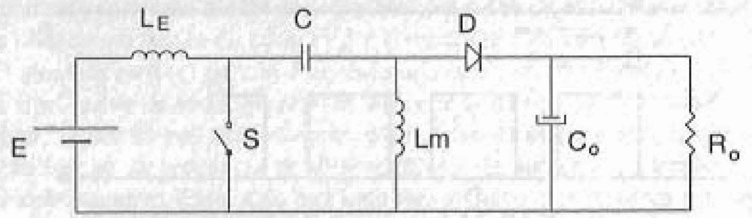


Fig. 5.17: Conversor Sepic.

SOLUÇÃO:

a) Parâmetro D_1

Só há sentido em se determinar o parâmetro D_1 se a condução for descontínua. Portanto, antes de se iniciar a solução do problema é preciso verificar se o conversor opera no modo contínuo ou descontínuo. Assim sendo tem-se:

$R_o > R_{CRÍTICO} \Rightarrow$ condução descontínua
$R_o < R_{CRÍTICO} \Rightarrow$ condução contínua
$R_o = R_{CRÍTICO} \Rightarrow$ condução crítica

onde: $$R_{CRÍTICO} = 2 \cdot L_{eq} \cdot f \cdot \frac{1}{(1-D)^2}$$

$$L_{eq} = \frac{L_E \cdot L_m}{(L_E + L_m)} = \frac{L_E^2}{2 \cdot L_E} = \frac{150\mu H}{2} = 75\mu H$$

$$R_{CRITICO} = 2 \cdot 75\mu \cdot 30k \cdot \frac{1}{(1-0{,}45)^2} = 14{,}88\Omega$$

Então:

$$\boxed{R_o > R_{CRÍTICO} \Rightarrow \text{condução descontínua}}$$

A partir da Eq. (5.126), tem-se:

$$D_1 = \sqrt{\frac{2 \cdot L_{eq} \cdot f}{R_o}} = \sqrt{\frac{2 \cdot 75\mu \cdot 30k}{200}}$$

$$\boxed{D_1 = 0{,}15}$$

b) Tensão média de saída (V_o)

$$\frac{V_o}{E} = \frac{D}{D_1}$$

ou seja:

$$V_o = \frac{D}{D_1} \cdot E = \frac{0{,}45}{0{,}15} \cdot 30$$

$$\boxed{V_o = 90V}$$

c) Potência média de saída (P_o)

$$P_o = \frac{V_o^2}{R_o} = \frac{90^2}{200}$$

$$\boxed{P_o = 40{,}5W}$$

d) Corrente média de saída (I_o)

$$P_o = V_o \cdot I_o$$

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} = \frac{40{,}5}{90}$$

$$\boxed{I_o = 0{,}45A}$$

e) Corrente média de entrada (I_{Emd})
Considerando um rendimento de 100% tem-se:

$$P_E = P_o = 40{,}5W \qquad \rightarrow \qquad \text{Potência média de entrada}$$

Dessa forma:

$$P_E = E \cdot I_{Emd}$$

$$I_{Emd} = \frac{P_E}{E} = \frac{40{,}5}{30}$$

$$\boxed{I_{Emd} = 1{,}35A}$$

f) Ondulação da tensão de saída (ΔV_o)

A ondulação da tensão de saída é a própria variação da tensão nos terminais do capacitor de saída C_o; para determiná-la é preciso conhecer a forma de onda da corrente no capacitor C_o.

Admitindo que a componente contínua da corrente no diodo D é toda desviada para a carga, então a sua componente alternada circula pelo capacitor C_o. Desse modo, as formas de onda das correntes no diodo D e no capacitor C_o, e da variação de tensão no capacitor C_o, são dadas na Fig. 5.18.

Verifica-se que durante o intervalo de tempo (D_2T+DT) a corrente que circula pelo capacitor C_o é I_o. Dessa forma tem-se:

$$\Delta V_o = \Delta V_{C_o} = \frac{1}{C_o} \cdot \int_0^{(D_2T+DT)} i_{C_o}(t) \cdot dt = \frac{1}{C_o} \cdot \int_0^{(D_2T+DT)} I_o \cdot dt \qquad (5.177)$$

$$\boxed{\Delta V_o = \frac{1}{C_o} \cdot I_o (D_2T + DT)} \qquad (5.178)$$

A corrente I_o é obtida a partir da Eq. (5.116). Então:

$$I_o = I_{Dmd} = \frac{E}{2 \cdot L_{eq} \cdot f} \cdot D \cdot D_1 \qquad (5.179)$$

O valor de $D_2 \cdot T$ é dado por:

$$D_2T = T - DT - D_1T \qquad (5.180)$$

Assim, levando as Eqs. (5.179) e (5.180) em (5.178), obtém-se:

$$\Delta V_o = \frac{1}{C_o} \cdot \frac{E}{2 \cdot L_{eq} \cdot f} \cdot D \cdot D_1 \cdot (T - \cancel{DT} - D_1T + \cancel{DT})$$

$$\Delta V_o = \frac{1}{C_o} \cdot \frac{E}{2 \cdot L_{eq} \cdot f} \cdot D \cdot D_1 \cdot (1 - D_1) \cdot T$$

Assim:

$$\boxed{\Delta V_o = \frac{1}{C_o} \cdot \frac{E}{2 \cdot L_{eq} \cdot f^2} \cdot D \cdot D_1 \cdot (1 - D_1)} \qquad (5.181)$$

sendo $\frac{V_o}{E} = \frac{D}{D_1}$; então:

$$\Delta V_o = \frac{1}{C_o} \cdot V_o \cdot \frac{D_1}{\cancel{D}} \cdot \frac{\cancel{D} \cdot D_1}{2 \cdot L_{eq} \cdot f^2} \cdot (1 - D_1)$$

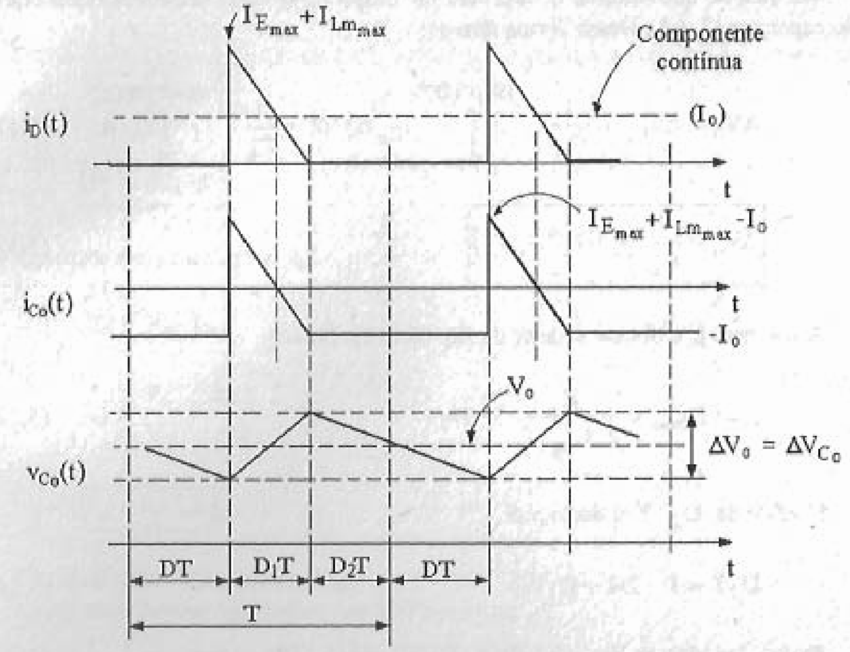


Fig. 5.18: Formas de onda de $i_D(t)$; $i_{Co}(t)$; $v_{Co}(t)$.

$$\boxed{\Delta V_o = \frac{V_o \cdot D_1^2 \cdot (1 - D_1)}{C_o \cdot 2 \cdot L_{eq} \cdot f^2}} \tag{5.182}$$

As expressões (5.178); (5.181) e (5.182) representam a ondulação da tensão de saída. Logo:

$$\Delta V_o = \frac{90 \cdot (0{,}15)^2 \cdot (1 - 0{,}15)}{50\mu \cdot 2 \cdot 75\mu \cdot (30k)^2}$$

$$\boxed{\Delta V_o = 255mV}$$

2º) Para o conversor Sepic operando no modo de condução descontínua, provar que a corrente média na carga (I_o) é igual a corrente média na indutância magnetizante ($I_{Lm_{md}}$).

SOLUÇÃO:

A corrente média na indutância magnetizante em função da corrente de entrada é fornecida pela Eq. (5.110):

$$I_{Lm_{md}} = \frac{D_1}{D} \cdot I_{Emd} \tag{5.183}$$

Considerando o conversor ideal tem-se que:

$$I_{Emd} = \frac{P_E}{E} = \frac{P_o}{E}$$

onde: $P_o = \frac{V_o^2}{R_o}$

Assim:

$$I_{Emd} = \frac{V_o^2}{R_o} \cdot \frac{1}{E}$$

onde: $\frac{1}{E} = \frac{D}{D_1} \cdot \frac{1}{V_o}$. Logo:

$$I_{Emd} = \frac{V_o^2}{R_o} \cdot \frac{D}{D_1} \cdot \frac{1}{V_o}$$

$$I_{Emd} = \frac{D}{D_1} \cdot \frac{V_o}{R_o} \quad \therefore \quad \boxed{I_{Emd} = \frac{D}{D_1} \cdot I_o} \tag{5.184}$$

Levando a Eq. (5.184) em (5.183) tem-se:

$$I_{Lm_{md}} = \frac{D_1}{D} \cdot \frac{D}{D_1} \cdot I_o$$

Desse modo:

$$\boxed{I_{Lm_{md}} = I_o} \quad \text{c.q.d.} \tag{5.185}$$

Uma outra maneira de se chegar a esse mesmo resultado é mostrada a seguir.

Analisando a Eq. (5.115) tem-se:

$$I_o = I_{Dmd} = \frac{E}{2 \cdot L_{eq} \cdot f} \cdot D \cdot D_1 = \frac{E}{2} \cdot D_1 \cdot DT \cdot \left(\frac{1}{L_E} + \frac{1}{L_m} \right)$$

$$I_o = I_{Dmd} = D_1 \cdot \left[\frac{E}{2 \cdot L_E} \cdot DT + \frac{E}{2 \cdot L_m} \cdot DT \right]$$

Multiplicando e dividindo por (D+D₁), obtém-se:

$$I_o = I_{Dmd} = \frac{D_1}{(D+D_1)} \cdot \left[\frac{E}{2 \cdot L_E} \cdot DT \cdot (D+D_1) + \frac{E}{2 \cdot L_m} \cdot DT \cdot (D+D_1) \right] \quad (5.186)$$

Através das Eqs. (5.107) e (5.108), tem-se que:

$$\frac{E}{2 \cdot L_E} \cdot DT \cdot (D+D_1) = I_{Emd} - I_{E(0)}$$

$$\frac{E}{2 \cdot L_m} \cdot DT \cdot (D+D_1) = I_{Lm_{md}} + I_{E(0)}$$

Levando esses resultados na Eq. (5.186), obtém-se:

$$I_o = I_{Dmd} = \frac{D_1}{(D+D_1)} \cdot \left(I_{Emd} + I_{Lm_{md}} \right)$$

A partir da Eq. (5.110) é sabido que:

$$I_{Emd} = \frac{D}{D_1} \cdot I_{Lm_{md}}$$

Logo:

$$I_o = I_{Dmd} = \frac{D}{(D+D_1)} \cdot \left[\frac{D}{D_1} \cdot I_{Lm_{md}} + I_{Lm_{md}} \right]$$

$$I_o = I_{Dmd} = \frac{D_1}{(D+D_1)} \cdot I_{Lm_{md}} \cdot \left[\frac{D}{D_1} + 1 \right]$$

$$I_o = I_{Dmd} = \frac{D_1}{(D+D_1)} \cdot I_{Lm_{md}} \cdot \left[\frac{(D+D_1)}{D_1} \right]$$

Desse modo:

$$\boxed{I_o = I_{Dmd} = I_{Lm_{md}}} \quad \text{c.q.d.}$$

3º) Um conversor Sepic de 150W operando no modo de condução descontínua é alimentado com uma tensão constante de 50V. A corrente de pico na entrada é de 9A, e a corrente magnetizante inicial ($I_{Lm(0)}$) é igual a 100mA. Considerando o conversor sem perdas, operando a uma frequência de 30kHz, e com razão cíclica de 40%, determinar:

a) O valor da indutância de entrada (L_E);
b) A corrente média de entrada (I_{Emd});
c) A corrente média na indutância magnetizante (I_{Lmmd});
d) O valor da indutância magnetizante (L_m);
e) A corrente média na carga (I_o);
f) A tensão média na carga (V_o);
g) O capacitor de saída C_o de modo que a ondulação relativa de tensão de saída seja de 1%;
h) O valor de pico da corrente na chave S (I_{Smax});
i) O valor da resistência de carga (R_o);
j) O valor do capacitor C, considerando uma variação de tensão nos seus terminais de 1% em relação a tensão de alimentação E;
k) O tempo de duração da terceira etapa de funcionamento (D_2T).

SOLUÇÃO:

a) Valor da indutância de entrada (L_E)

O circuito de potência do conversor Sepic é mostrado na Fig. 5.19. Estando o conversor operando no modo de condução descontínua, a corrente de pico na entrada é obtida a partir da Eq. (5.112), isto é:

$$I_{E\max} = I_{E(0)} + \frac{E}{L_E} \cdot DT$$

Logo:

$$L_E = \frac{E \cdot DT}{[I_{E\max} - I_{E(0)}]} = \frac{E \cdot D}{f \cdot [I_{E\max} - I_{E(0)}]}$$

Do enunciado do exercício tem-se que:

$E = 50V$ $\qquad I_{Emax} = 9A$

$D = 0{,}4$ $\qquad I_{E(0)} = |I_{Lm(0)}| = 0{,}1A$

$f = 30kHz$

$$L_E = \frac{50 \cdot 0{,}4}{30k \cdot (9 - 0{,}1)}$$

$$\boxed{L_E = 74{,}9\mu H}$$

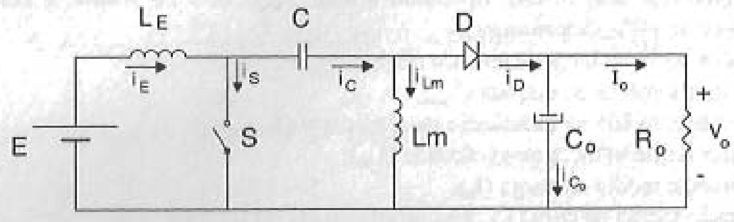


Fig. 5.19: Circuito de potência do conversor Sepic.

b) Corrente média de entrada (I_{Emd})

A corrente média de entrada é obtida através da seguinte expressão:

$$P_E = E \cdot I_{Emd} \quad \therefore \quad I_{Emd} = \frac{P_E}{E} = \frac{150}{50}$$

$$\boxed{I_{Emd} = 3A}$$

c) Corrente média na indutância magnetizante ($I_{Lm_{md}}$)

Para se determinar a corrente média na indutância magnetizante tem-se que inicialmente conhecer o valor do parâmetro D_1. Aplicando-se a Eq. (5.107), obtém-se:

$$I_{Emd} = \frac{E}{2 \cdot L_E} \cdot DT \cdot (D + D_1) + I_{E(0)}$$

$$\left[I_{Emd} - I_{E(0)}\right] \cdot \frac{2 \cdot L_E}{DT \cdot E} = (D + D_1)$$

$$D_1 = \left[I_{Emd} - I_{E(0)}\right] \cdot \frac{2 \cdot L_E \cdot f}{D \cdot E} - D$$

Então:

$$D_1 = (3 - 0{,}1) \cdot \frac{2 \cdot 74{,}9\mu \cdot 30k}{0{,}4 \cdot 50} - 0{,}40$$

$$\boxed{D_1 = 0{,}25}$$

A partir da determinação do parâmetro D_1 pode-se aplicar tanto a Eq. (5.108) como a Eq. (5.110). Desse modo:

$$\frac{I_{Emd}}{I_{Lm_{md}}} = \frac{D}{D_1} \quad \therefore \quad I_{Lm_{md}} = \frac{D_1}{D} \cdot I_{Emd} = \frac{0{,}25}{0{,}4} \cdot 3$$

$$\boxed{I_{Lm_{md}} = 1{,}87A}$$

d) Valor da indutância magnetizante (L_m)
Analisando-se a Eq. (5.108) obtém-se:

$$L_m = \frac{E \cdot D \cdot (D + D_1)}{2 \cdot [I_{Lm_{md}} + I_{E(0)}] \cdot f} = \frac{50 \cdot 0{,}4 \cdot (0{,}4 + 0{,}25)}{2 \cdot [1{,}87 + 0{,}1] \cdot 30k}$$

$$\boxed{L_m = 109{,}98\ \mu H}$$

e) Corrente média na carga (I_o)

Através da Eq. (5.116) tem-se:

$$\boxed{I_o = I_{Lm_{md}} = 1{,}87A}$$

f) Tensão média na carga (V_o)

Considerando o conversor sem perdas tem-se que:

$$P_E = P_o = 150W$$

Logo:

$$P_o = V_o I_o \quad \therefore \quad V_o = \frac{P_o}{I_o} = \frac{150}{1{,}87}$$

$$\boxed{V_o = 80{,}21V}$$

Verifica-se que para a situação apresentada o conversor opera como elevador de tensão.

g) Capacitor de saída C_o de modo que a ondulação relativa da tensão de saída seja de 1%.

A ondulação relativa da tensão de saída é dada pela seguinte expressão:

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = 1\% \quad \therefore \quad \frac{\Delta V_o}{V_o} = 0{,}01$$

Assim a ondulação da tensão de saída será:

$$\Delta V_o = 0{,}01 \cdot V_o \quad \therefore \quad \Delta V_o = 0{,}01 \cdot 80{,}21 \quad \Rightarrow \quad \boxed{\Delta V_o = 0{,}80V}$$

A partir da Eq. (5.181) tem-se que:

$$\Delta V_o = \frac{1}{C_o} \cdot \frac{E}{2 \cdot L_{eq} \cdot f^2} \cdot D \cdot D_1 \cdot (1 - D_1)$$

Desse modo:

$$C_o = \frac{1}{\Delta V_o} \cdot \frac{E}{2 \cdot L_{eq} \cdot f^2} \cdot D \cdot D_1 \cdot (1 - D_1)$$

onde: $$L_{eq} = \frac{L_E \cdot L_m}{L_E + L_m} = \frac{74{,}9 \cdot 109{,}98}{74{,}9 + 109{,}98} = 44{,}56\mu H$$

Então:

$$C_o = \frac{1}{0{,}80} \cdot \frac{50}{2 \cdot 44{,}56\mu \cdot (30k)^2} \cdot 0{,}4 \cdot 0{,}25 \cdot (1 - 0{,}25)$$

$$\boxed{C_o = 58{,}44\mu F}$$

h) Valor de pico da corrente na chave S

A corrente de pico na chave S é dada por:

$$I_{S\max} = I_{E\max} + I_{Lm_{\max}}$$

onde:

$$I_{E_{\max}} = I_{E(0)} + \frac{E}{L_E} \cdot DT \qquad e \qquad I_{Lm_{\max}} = \frac{E}{L_m} \cdot DT - I_{E(0)}$$

Desse modo:

$$I_{S\max} = \cancel{I_{E(0)}} + \frac{E}{L_E} \cdot DT + \frac{E}{L_m} DT - \cancel{I_{E(0)}}$$

$$I_{S\max} = \frac{E \cdot D}{f} \cdot \left(\frac{1}{L_E} + \frac{1}{L_m} \right)$$

ou seja:

$$\boxed{I_{S\max} = \frac{E \cdot D}{L_{eq} \cdot f}}$$

Assim:

$$I_{S\max} = \frac{50 \cdot 0{,}4}{44{,}56\mu \cdot 30k}$$

$$\boxed{I_{S\max} = 14{,}96A}$$

i) Valor da resistência de carga (R_o)

$$V_o = R_o \cdot I_o \quad \therefore \quad R_o = \frac{V_o}{I_o} = \frac{80{,}21}{1{,}87}$$

$$\boxed{R_o = 42{,}89\Omega}$$

j) Valor do capacitor C, considerando uma variação de tensão nos seus terminais de 1% em relação a tensão de alimentação E.

Para resolver este item, é importante identificar a forma de onda da corrente no capacitor C a cada intervalo de tempo, correspondente a etapa de funcionamento. Para melhor visualização do problema serão apresentadas as formas de onda de $i_C(t)$; $i_{Lm}(t)$; $v_C(t)$, conforme apresentado na Fig. 5.20. A partir das formas de onda, colocadas de maneira simplificada, verifica-se que durante o intervalo de tempo DT ocorre a variação de tensão nos terminais do capacitor C desde V_{Cmax} até V_{Cmin}, ou seja, uma variação negativa, tendo em vista que o capacitor está se descarregando. Nesse intervalo de tempo a corrente no capacitor C é a própria corrente na indutância magnetizante, mas com o sentido invertido. A expressão matemática de $i_C(t)$ é fornecida a seguir:

$$i_c(t) = -i_{Lm}(t) = I_{Lm(0)} - \frac{E}{L_m} \cdot t \tag{5.187}$$

Desse modo, a variação da tensão no capacitor C durante o mencionado intervalo será:

$$(-\Delta V_C) = \frac{1}{C} \int_0^{DT} i_c(t)\,dt = \frac{1}{C} \int_0^{DT} \left[I_{Lm(0)} - \frac{E}{L_m} \cdot t \right] \cdot dt$$

A interpretação física do sinal negativo à frente da ondulação de tensão $(-\Delta V_C)$, se deve ao fato da corrente $i_c(t)$, durante esta etapa de funcionamento (1ª etapa → Fig. 5.7.a), estar entrando no terminal negativo do capacitor C. O que eqüivale a dizer, que o capacitor C está se descarregando, isto é, a tensão nos seus terminais está evoluindo de um valor máximo $\left(V_{C_{max}}\right)$ para um valor mínimo $\left(V_{C_{min}}\right)$, de forma que a diferença entre esses dois valores, que caracteriza a definição de ondulação de tensão (ΔV_C), é negativa.

$$(-\Delta V_C) = \frac{1}{C} \cdot \left[I_{Lm(0)} \cdot DT - \frac{E}{L_m} \cdot \frac{(DT)^2}{2} \right]$$

Multiplicando e dividindo toda a expressão por (-1), tem-se:

$$\Delta V_C = \frac{1}{C} \cdot \left[\frac{E}{L_m} \cdot \frac{(DT)^2}{2} - I_{Lm(0)} \cdot DT \right]$$

$$\Delta V_C = \frac{DT}{C} \cdot \left[\frac{E}{2L_m} \cdot DT - I_{Lm(0)} \right] \tag{5.188}$$

A corrente $I_{Lm(0)}$ é obtida através da Eq. (5.108), sabendo que $\left|I_{Lm(0)}\right| = \left|I_{E(0)}\right|$.

Assim:

$$I_{Lm_{md}} = \frac{E}{2 \cdot L_m} \cdot DT \cdot (D + D_1) - I_{Lm(0)}$$

Logo:

$$I_{Lm(0)} = \frac{E}{2 \cdot L_m} \cdot DT \cdot (D + D_1) - I_{Lm_{md}} \tag{5.189}$$

Através das Eqs. (5.106) e (5.110) tem-se que:

$$I_{Lm_{md}} = \frac{D_1}{D} \cdot I_{Emd} \quad ; \quad E = \frac{D_1}{D} \cdot V_o \tag{5.190}$$

$$I_{Emd} = \frac{P_E}{E} = \frac{P_o}{E} = \frac{V_o^2}{R_o \cdot E} = \frac{V_o^{\cancel{2}}}{R_o} \cdot \frac{D}{\cancel{D_1}} \cdot \frac{1}{V_o}$$

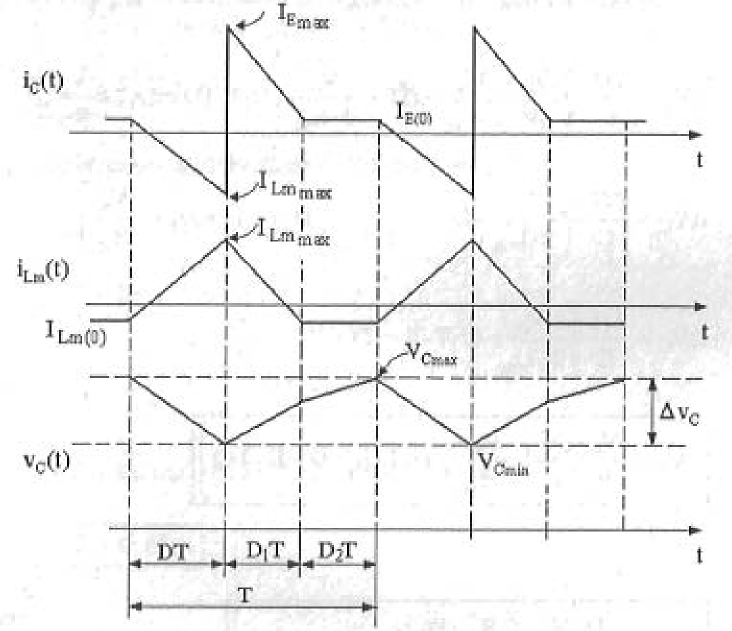


Fig. 5.20: Formas de onda de $i_c(t)$; $i_{Lm}(t)$; $v_c(t)$.

ou seja:

$$I_{Emd} = \frac{D}{D_1} \cdot \frac{V_o}{R_o} = \frac{D}{D_1} \cdot I_o$$

$$I_{Lm_{md}} = \frac{D_1}{D} \cdot \frac{D}{D_1} \cdot \frac{V_o}{R_o} \quad \therefore \quad I_{Lm_{md}} = \frac{V_o}{R_o} = I_o \tag{5.191}$$

Levando as Eqs. (5.191) e (5.190) em (5.189), obtém-se:

$$I_{Lm(0)} = \frac{D_1}{\cancel{D}} \cdot \frac{V_o}{2 \cdot L_m} \cdot DT \cdot (\cancel{D} + D_1) - \frac{V_o}{R_o}$$

$$I_{Lm(0)} = \frac{V_o}{2 \cdot L_m} \cdot D_1 T \cdot (D + D_1) - \frac{V_o}{R_o} \tag{5.192}$$

Substituindo a Eq. (5.192) em (5.188):

$$\Delta V_C = \frac{DT}{C} \cdot \left[\frac{E}{2 \cdot L_m} \cdot DT - \frac{V_o}{2 \cdot L_m} \cdot D_1 T \cdot (D + D_1) + \frac{V_o}{R_o} \right]$$

$$\Delta V_C = \frac{DT}{C} \cdot \left[\frac{D_1}{\cancel{D}} \cdot \frac{V_o}{2 \cdot L_m} \cdot \cancel{D}T - \frac{V_o}{2 \cdot L_m} \cdot D_1 T \cdot (D + D_1) + \frac{V_o}{R_o} \right]$$

$$\Delta V_C = \frac{DT}{C} \cdot \left[\frac{V_o}{2 \cdot L_m} \cdot D_1 T - \frac{V_o}{2 \cdot L_m} \cdot D_1 T \cdot (D + D_1) + \frac{V_o}{R_o} \right]$$

$$\Delta V_C = \frac{DT}{C} \left\{ \frac{V_o}{2 \cdot L_m} \cdot D_1 T \cdot [1 - (D + D_1)] + \frac{V_o}{R_o} \right\}$$

$$\boxed{\Delta V_C = \frac{V_o \cdot DT}{R_o \cdot C} \left[\frac{R_o}{2 \cdot L_m} \cdot D_1 T \cdot (1 - D - D_1) + 1 \right]} \tag{5.193}$$

ou ainda:

$$\boxed{\Delta V_C = \frac{D \cdot V_o}{R_o \cdot f \cdot C} \left[\frac{R_o \cdot D_1}{2 \cdot L_m \cdot f} (1 - D - D_1) + 1 \right]} \tag{5.194}$$

O valor do capacitor C será:

$$\boxed{C = \frac{D \cdot V_o}{R_o \cdot f \cdot \Delta V_C} \left[\frac{R_o \cdot D_1}{2 \cdot L_m \cdot f} (1 - D - D_1) + 1 \right]} \tag{5.195}$$

As expressões (5.193), (5.194) e (5.195) somente são rigorosas para pequenos valores de $\mathbf{I_{Lm(0)}}$ (na ordem de 10% de $I_{Lm_{max}}$).

A partir da Eq. (5.195) é possível determinar o valor do capacitor C, ou seja, para as condições do enunciado do problema tem-se:

$$\frac{|\Delta V_C|}{E} = 1\% = 0{,}01 \quad \therefore \quad |\Delta V_C| = 0{,}01 \cdot E = 0{,}01 \cdot 50$$

$$\boxed{|\Delta V_C| = 0{,}5V}$$

Então:

$$C = \frac{0{,}4 \cdot 80{,}21}{42{,}89 \cdot 30k \cdot 0{,}5} \cdot \left[\frac{42{,}89 \cdot 0{,}25}{2 \cdot 30k \cdot 109{,}98\mu} \cdot (1 - 0{,}4 - 0{,}25) + 1 \right]$$

$$\boxed{C = 78{,}23\mu F}$$

l) Tempo de duração da terceira etapa de funcionamento (D_2T).

Através da Fig. 5.20 é fácil perceber que:

$$D_2T = T - (DT + D_1T)$$

onde: $T = \frac{1}{f} = \frac{1}{30k} \quad \therefore \quad T = 33{,}33\mu s$

$$D_2T = 33{,}33\mu - (0{,}4 \cdot 33{,}33\mu + 0{,}25 \cdot 33{,}33\mu)$$

$$\boxed{D_2T = 11{,}66\mu s}$$

Logo:

$$D_2 = \frac{11{,}66\mu}{33{,}33\mu}$$

$$\boxed{D_2 = 0{,}35}$$

4º) Deduzir a Eq. (5.107)

SOLUÇÃO:

A forma de onda da corrente de entrada $i_{E(t)}$ é apresentada na Fig. 5.21, onde:

* $t_0 = 0$

* $D = \frac{t_1}{T}$; $D_1 = \frac{(t_2 - t_1)}{T}$

* $D_2 = \frac{(t_3 - t_2)}{T}$; $D_2T = T - DT - D_1T$

A corrente média de entrada é definida a partir da seguinte expressão:

$$\boxed{I_{Emd} = \frac{1}{T}\cdot\int_0^T i_{E(t)}\cdot dt}$$

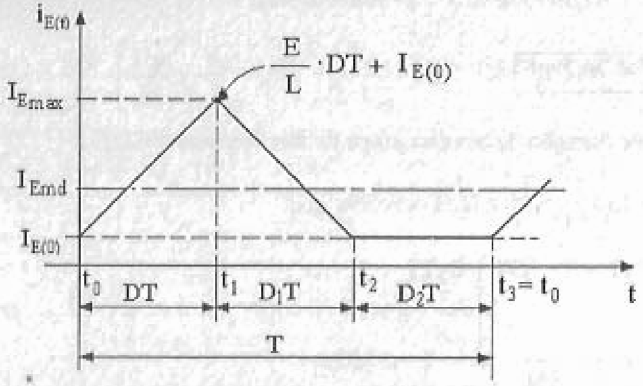


Fig. 5.21. Corrente de entrada $i_{E(t)}$.

O equacionamento da corrente de entrada será:

$$I_{E(t)} = \begin{cases} I_{E(0)} + \frac{E}{L_E}\cdot t & ;p/\ 0 < t \le DT \\ I_{E(DT)} - \frac{V_o}{L_E}\cdot(t - DT) & ;p/\ DT < t \le (D + D_1)\cdot T \\ I_{E(D_1T)} = I_{E(D_2T)} = I_{E(0)} & ;p/\ (D + D_1)T < t \le T \end{cases}$$

Assim:

$$I_{Emd} = \frac{1}{T}\left\{\int_0^{DT}\left[I_{E(0)} + \frac{E}{L_E}\cdot t\right]\cdot dt + \int_0^{D_1T}\left[I_{E(DT)} - \frac{V_o}{L_E}t\right]\cdot dt + \int_0^{D_2T} I_{E(0)}\cdot dt\right\}$$

$$I_{Emd} = \frac{1}{T}\left[I_{E(0)}\cdot DT + \frac{E}{L_E}\cdot\frac{(DT)^2}{2} + I_{E(DT)}\cdot D_1T - \frac{V_o}{L_E}\cdot\frac{(D_1T)^2}{2} + I_{E(0)}\cdot D_2T\right]$$

onde: $I_{E(DT)} = I_{Emax} = I_{E(0)} + \frac{E}{L_E}\cdot DT$

$$\frac{V_o}{E} = \frac{D}{D_1} \quad \Rightarrow \quad V_o = E\cdot\frac{D}{D_1}$$

$$D_2T = T - DT - D_1T$$

Logo:

$$I_{Emd} = \frac{1}{T}\left\{I_{E(0)}\cdot DT + \frac{E}{2\cdot L_E}(DT)^2 + \left[I_{E(0)} + \frac{E}{L_E}\cdot DT\right]D_1T - \frac{E}{L_E}\cdot\frac{D}{D_1}\cdot\frac{(D_1T)^2}{2} + I_{E(0)}\cdot(T - DT - D_1T)\right\}$$

$$I_{Emd} = \frac{1}{T}\left[I_{E(0)}\cdot DT + \frac{E}{2\cdot L_E}(DT)^2 + I_{E(0)}\cdot D_1T + \frac{E}{L_E}DT\cdot D_1T - \frac{E}{2\cdot L_E}DT\cdot D_1T + I_{E(0)}T - I_{E(0)}\cdot DT - I_{E(0)}\cdot D_1T\right]$$

$$I_{Emd} = \frac{1}{T}\left[\frac{E}{2\cdot L_E}DT\cdot DT + \frac{E}{2\cdot L_E}DT\cdot D_1T + I_{E(0)}\cdot T\right]$$

$$\boxed{I_{Emd} = \frac{2}{2\cdot L_E}DT(D + D_1) + I_{E(0)}} \quad \text{c.q.d.}$$

★ OUTRA FORMA DE SE CHEGAR AO MESMO RESULTADO

Analisando a forma de onda da corrente de entrada $i_{E(t)}$, e aplicando a soma das áreas de cada intervalo, dividido pelo período T, encontra-se igualmente a corrente média de entrada I_{Emd}. Desse modo:

$$I_{Emd} = \frac{DT \cdot I_{E(0)}}{T} + \frac{DT\left[I_{E\max} - I_{E(0)}\right]}{2 \cdot T} + \frac{D_1 T \cdot I_{E(0)}}{T} + \frac{D_1 T\left[I_{E\max} - I_{E(0)}\right]}{2 \cdot T} + \frac{D_2 T \cdot I_{E(0)}}{T}$$

$$I_{Emd} = I_{E(0)} \cdot D + \frac{\left[I_{E\max} - I_{E(0)}\right]}{2} \cdot D + I_{E(0)} \cdot D_1 + \frac{\left[I_{E\max} - I_{E(0)}\right] \cdot D_1}{2} + \frac{I_{E(0)} \cdot (T - DT - D_1 T)}{T}$$

sendo que: $I_{E\max} = I_{E(DT)} = I_{E(0)} + \frac{E}{L_E} \cdot DT$

Então:

$$I_{Emd} = I_{E(0)} D + \left[I_{E(0)} + \frac{E}{L_E} DT - I_{E(0)}\right] \frac{D}{2} + I_{E(0)} \cdot D_1 + \left[I_{E(0)} + \frac{E}{L_E} DT - I_{E(0)}\right] \frac{D_1}{2} + I_{E(0)} - I_{E(0)} D - I_{E(0)} D_1$$

$$I_{Emd} = \frac{E}{2 \cdot L_E} DT \cdot D + \frac{E}{2 \cdot L_E} DT \cdot D_1 + I_{E(0)}$$

Finalmente:

$$\boxed{I_{Emd} = \frac{E}{2 \cdot L_E} DT(D + D_1) + I_{E(0)}} \quad \text{c.q.d.}$$

5º) Seja o conversor Sepic apresentado na Fig. 5.19, cujos parâmetros são:

$L_E = L_m = 150\mu H$	$R_o = 200\Omega$
$f = 30kHz$	$C = C_o = 50\mu F$
$E = 30V$	$D = 0,9$ (razão cíclica)

Considerando o conversor sem perdas determinar a:

a) Tensão média na carga (V_o);
b) Corrente média na carga (I_o);
c) Potência média na carga(P_o);
d) Corrente média na entrada (I_{Emd});
e) Corrente média na indutância magnetizante (I_{Lmmd});
f) Corrente de pico na entrada do conversor (I_{Emax});

g) Ondulação da corrente de entrada (ΔI_E);
h) Ondulação da corrente na indutância magnetizante (ΔI_{Lm});
i) Características de transferência estática (G);
j) Ondulação de tensão no capacitor C (ΔV_C);
k) Ondulação da tensão de saída (ΔV_o);
l) Corrente máxima e média na chave S;
m) Tensão máxima e média na chave S.

SOLUÇÃO:

Antes de se iniciar o cálculo de qualquer dos itens apresentados no enunciado do problema, tem-se que conhecer o modo de condução do conversor, ou seja:

$R_o > R_{crítico} \Rightarrow$ modo de condução descontínua
$R_o < R_{crítico} \Rightarrow$ modo de condução contínua
$R_o = R_{crítico} \Rightarrow$ modo de condução crítica

onde: $$R_{crítico} = 2 \cdot L_{eq} \cdot f \cdot \frac{1}{(1-D)^2}$$

$$L_{eq} = \frac{L_E \cdot Lm}{L_E + Lm} = 75\mu H$$

Então:

$$R_{crítico} = 2 \cdot 75\mu \cdot 30k \cdot \frac{1}{(1-0,9)^2}$$

$$\boxed{R_{crítico} = 450\Omega}$$

Logo:

$$\boxed{R_o < R_{crítico} \Rightarrow \text{modo de condução contínua}}$$

a) Tensão média na carga (V_o)

Para o modo de condução contínua é válida a seguinte expressão:

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

$$V_o = \frac{0,9}{(1-0,9)} \cdot 30$$

$$\boxed{V_o = 270V}$$

Verifica-se que o conversor opera como elevador de tensão.

b) Corrente média na carga (I_o)

$$I_o = \frac{V_o}{R_o} = \frac{270}{200}$$

$$\boxed{I_o = 1,35A}$$

c) Potência média na carga (P_o)

$$P_o = V_o \cdot I_o = 270 \cdot 1,35$$

$$\boxed{P_o = 364,50W}$$

d) Corrente média de entrada (I_{Emd})

A corrente média de entrada pode ser obtida através da Eq. (5.71), ou seja:

$$I_{Emd} = \frac{D}{(1-D)} \cdot I_o = \frac{0,9}{(1-0,9)} \cdot 1,35$$

$$\boxed{I_{Emd} = 12,15A}$$

e) Corrente média na indutância magnetizante $(I_{Lm_{md}})$

A corrente média na indutância magnetizante é a mesma corrente média de saída. Assim:

$$\boxed{I_{Lm_{md}} = I_o = 1,35A}$$

f) Corrente de pico na entrada do conversor (I_{Emax})
A partir da Eq. (5.49), tem-se que:

$$I_{Emax} = I_o \cdot \frac{D}{(1-D)} + \frac{V_o}{2 \cdot L_E \cdot f} \cdot (1-D)$$

$$I_{Emax} = 1,35 \cdot \frac{0,9}{(1-0,9)} + \frac{270}{2 \cdot 150\mu \cdot 30k} \cdot (1-0,9)$$

$$\boxed{I_{Emax} = 15,15A}$$

g) Ondulação da corrente de entrada (ΔI_E)

Através da Eq. (5.45) obtém-se:

$$\Delta I_E = \frac{E}{L_E} \cdot DT = \frac{E}{L_E \cdot f} \cdot D$$

$$\Delta I_E = \frac{30}{150\mu \cdot 30k} \cdot 0,9 \quad \therefore \quad \boxed{\Delta I_E = 6A}$$

h) Ondulação da corrente na indutância magnetizante (ΔI_{Lm})

Da Eq. (5.51), obtém-se:

$$\Delta I_{Lm} = \frac{E}{Lm \cdot f} \cdot D = \frac{30}{150\mu \cdot 30k} 0,9$$

$$\boxed{\Delta I_{Lm} = 6A}$$

i) Características de transferência estática (G)

$$G = \frac{V_o}{E} = \frac{D}{(1-D)} = \frac{270}{30}$$

$$\boxed{G = 9}$$

j) Ondulação da tensão no capacitor C (ΔV_C)

A partir da Eq. (5.61), tem-se:

$$\Delta V_C = \frac{V_o \cdot D}{R_o \cdot C \cdot f} = \frac{270 \cdot 0,9}{200 \cdot 50\mu \cdot 30k}$$

$$\boxed{\Delta V_C = 810mV}$$

k) Ondulação da tensão de saída (ΔV_o)

A ondulação da tensão de saída é obtida a partir da Eq. (5.62). Assim:

$$\Delta V_o = \frac{V_o \cdot D}{R_o \cdot C_o \cdot f} = \frac{270 \cdot 0{,}9}{200 \cdot 50\mu \cdot 30k}$$

$$\boxed{\Delta V_o = 810mV}$$

l) Corrente máxima e média na chave S

* <u>CORRENTE MÁXIMA NA CHAVE S</u>
É dada pela Eq. (5.83). Logo:

$$I_{S\max} = I_o\left[(G+1) + \frac{R_o}{2 \cdot L_{eq} \cdot f} \cdot \frac{1}{(G+1)}\right]$$

$$I_{S\max} = 1{,}35\left[(9+1) + \frac{200}{2 \cdot 75\mu \cdot 30k} \cdot \frac{1}{(9+1)}\right]$$

$$\boxed{I_{S\max} = 19{,}5A}$$

* <u>CORRENTE MÉDIA NA CHAVE S</u>

$$I_{Smd} = \frac{D}{(1-D)} \cdot I_o = \frac{0{,}9}{(1-0{,}9)} \cdot 1{,}35$$

$$\boxed{I_{Smd} = 12{,}15A}$$

m) Tensão máxima e média na chave S

* <u>Tensão máxima na chave S</u>
A partir da Eq. (5.91), tem-se:

$$V_{S\max} = \frac{V_o}{D} = \frac{270}{0{,}9}$$

$$\boxed{V_{S\max} = 300V}$$

* <u>TENSÃO MÉDIA NA CHAVE S</u>

A tensão média na chave S é obtida através da Eq. (5.93), ou seja:

$$V_{Smd} = \frac{(E+V_o)}{(G+1)} = \frac{(30+270)}{(9+1)}$$

$$\boxed{V_{Smd} = 30V}$$

6º) Seja a estrutura apresentada na Fig. 5.19, onde:

$E = 56V$ $\qquad$ $L_E = Lm = 100\mu H$
$P_o = 150W$ $\qquad$ $D = 0{,}35$
$f = 40\ kHz$

Determinar para a condição crítica:
a) O valor da resistência de carga que garanta condução crítica;
b) O valor da tensão nos terminais da carga;
c) A potência dissipada na carga;
d) A corrente média de saída;
e) A corrente média no indutor de entrada;
f) A ondulação da corrente de entrada;
g) A corrente de pico na entrada do conversor.

<u>SOLUÇÃO</u>:

a) Valor da resistência de carga que garante condução crítica.

Para que a condução seja crítica a resistência de carga deve assumir o seguinte valor:

$$R_{o_{CRITICA}} = 2 \cdot L_{eq} \cdot f \cdot \frac{1}{(1-L)^2}$$

onde: $$L_{eq} = \frac{L_E \cdot Lm}{L_E + Lm} = 50\mu H$$

Então:

$$R_{o_{CRITICA}} = 2 \cdot 50\mu \cdot 40k \cdot \frac{1}{(1-0{,}35)^2}$$

$$\boxed{R_{o_{CRITICA}} = 6{,}15\Omega}$$

Este é o valor da resistência de carga que estabelece a condição de condução crítica.

b) Valor da tensão nos terminais da carga (V_o)

Para condução crítica é válida a seguinte expressão:

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

$$V_o = \frac{0{,}35}{(1-0{,}35)} \cdot 56 \quad \therefore \quad \boxed{V_o = 30{,}15V}$$

Observa-se que o conversor opera como abaixador de tensão.

c) Potência dissipada na carga

$$P_o = \frac{V_o^2}{R_o} = \frac{(30{,}15)^2}{6{,}15}$$

$$\boxed{P_o = 147{,}81W}$$

d) Corrente média de saída

$$P_o = V_o \cdot I_o \quad \therefore \quad I_o = \frac{P_o}{V_o} = \frac{147{,}81}{30{,}15}$$

$$\boxed{I_o = 4{,}90A}$$

e) Corrente média no indutor de entrada
Em condução crítica a seguinte equação deve ser satisfeita:

$$\frac{I_{Emd}}{I_o} = \frac{D}{(1-D)} \quad \therefore \quad I_{Emd} = \frac{D}{(1-D)} \cdot I_o$$

$$I_{Emd} = \frac{0{,}35}{(1-0{,}35)} \cdot 4{,}90$$

$$\boxed{I_{Emd} = 2{,}64A}$$

f) Ondulação da corrente de entrada

A ondulação da corrente de entrada é dada pela Eq. (5.45). Desse modo:

$$\Delta I_E = \frac{E}{L_E \cdot f} \cdot D = \frac{56}{100\mu \cdot 40k} \cdot 0{,}35$$

$$\boxed{\Delta I_E = 4{,}90A}$$

g) Corrente de pico na entrada do conversor

A partir da Eq. (5.49) tem-se que:

$$I_{E\max} = I_{Emd} + \frac{V_o}{2 \cdot L_E \cdot f} \cdot (1-D) = 2{,}64 + \frac{30{,}15}{2 \cdot 100\mu \cdot 40k} \cdot (1-0{,}35)$$

$$\boxed{I_{E\max} = 5{,}09A}$$

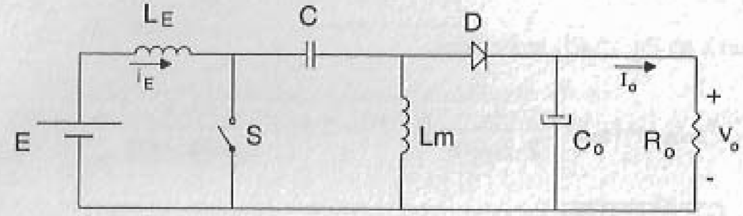
5.9.2. EXERCÍCIOS PROPOSTOS

1º) Na Fig. 5.22 é mostrado o circuito de potência do conversor Sepic. Admitindo que o circuito opera com razão cíclica de 40% e que todos os seus componentes são ideais, determinar:

a) A tensão média na carga;
b) A potência consumida na carga;
c) A corrente média na carga;
d) A corrente média no indutor de entrada L_E;
e) A ondulação de tensão na carga.

2º) Deseja-se alimentar uma carga de 120W, a partir de uma fonte de tensão contínua de 48V, empregando-se um conversor Sepic operando no modo de condução descontínua. O valor inicial de corrente na indutância magnetizante é de 200mA. O valor de pico da corrente de entrada é 7,0 A. Considerando o conversor ideal com razão cíclica de 40% e frequência de chaveamento de 50kHz, determinar:

a) O valor da indutância de entrada (L_E);
b) A corrente média de entrada $\left(I_{E_{md}}\right)$;
c) A corrente média na indutância magnetizante $\left(I_{Lm_{md}}\right)$;
d) O valor da indutância magnetizante (L_m);
e) A corrente média na carga (I_o);
f) A tensão média na carga (V_o);
g) O capacitor de saída C_o de modo que a ondulação relativa de tensão de saída seja de 10%;
h) O valor de pico e o valor médio da corrente na chave S $\left(I_{S_{max}}, I_{S_{md}}\right)$;
i) A corrente máxima na indutância magnetizante $\left(I_{Lm_{max}}\right)$;
j) O valor da resistência de carga (R_o);
k) O valor do capacitor C, considerando uma variação de tensão nos seus terminais de 10% em relação a tensão de alimentação E;
l) O tempo de duração da terceira etapa de funcionamento (D_2T).



$E = 56V$	$Lm = 250\mu H$	$C_o = 100\mu F$
$f = 50kHz$	$C = 75\mu F$	$R_o = 150\Omega$
$L_E = 200\mu H$		

Fig. 5.22: Conversor Sepic.

3º) Deduzir as Eqs. (5.108) e (5.109)

4º) Um conversor Sepic (Fig. 5.22), alimentado por uma tensão contínua de 40V, apresenta os seguintes parâmetros:

$L_E = 180\mu H$	$C = 70\mu F$	$R_o = 220\Omega$
$Lm = 220\mu H$	$C_o = 100\mu F$	

Considerando que o mencionado conversor opera com frequência de 40kHz, razão cíclica de 85% e rendimento de 100%, determinar:
a) A tensão média de saída;
b) A corrente média de saída;
c) A potência consumida na carga;

d) A corrente média no indutor de entrada;
e) A corrente média na indutância magnetizante;
f) A corrente máxima no indutor de entrada;
g) A ondulação da corrente de entrada;
h) A ondulação da corrente na indutância magnetizante;
i) A característica de transferência estática;
j) A ondulação de tensão no capacitor C;
k) A ondulação de tensão na carga;
l) A corrente média e de pico na chave S;
m) A tensão média e de pico na chave S;
n) O valor da razão cíclica que torna a condução crítica.

5º) Deduzir as seguintes Eqs.: (5.31); (5.57); (5.58) e (5.66).

6º) Cite duas características importantes do conversor Sepic em relação ao conversor Cúk, e qual a diferença básica entre eles. (Sugestão: desenhe ambas as estruturas).

7º) Deduzir as Eqs.: (5.77); (5.86) e (5.87)

8º) Um conversor Sepic de 150W, operando em condução contínua, alimenta uma carga com uma tensão de 120V. A frequência de chaveamento é de 50kHz, com razão cíclica de 80%. O conversor é projetado de forma que a ondulação de corrente na entrada do mesmo é de 10%, e na indutância magnetizante é de 15%, ambas em relação a corrente de entrada. Considerando um rendimento de 100% determinar:
a) A resistência de carga;
b) A corrente média de carga;
c) A indutância de entrada;
d) A indutância magnetizante;
e) O valor do capacitor C considerando uma ondulação máxima de tensão de 2% em relação a tensão de saída;
f) O valor do capacitor C_o considerando uma ondulação máxima de tensão de 1% em relação a tensão de saída;
g) O valor da tensão de entrada;
h) O valor da resistência de carga que torna a condução crítica;
i) A corrente média, eficaz e de pico na chave S.

9º) Seja a estrutura apresentada na Fig. 5.22, onde:

$E = 58V$	$L_E = Lm = 100\mu H$	$R_o = 12\Omega$
$P_o = 150W$	$f = 40kHz$	

Determinar:

a) O valor da razão cíclica máxima que garante condução descontínua;
b) O valor de tensão nos terminais da carga;
c) A corrente média de saída;
d) A corrente média no indutor de entrada;
e) A corrente de pico na entrada do conversor.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

[1] L. G. de Vicuña, F. Guinjoan, J. Majó and L. Martinez, "Discontinuous Conduction Mode in the SEPIC Converter," *Proc. IEEE-MELECON*, pp.38-42,1989.

[2] M. J. Johnson, "Improvement of Stability in Current-Programmed SEPIC DC/DC Converters," *Proc IEEE-APEC*, pp.452-458, 1991.

[3] M. J. Johnson, "Analysis of Current-Programmed SEPIC DC/DC Converter in Discontinuous - Conduction Operating Region," *IEEE-APEC Conf. Proc.* , pp. 207-213, 1993.

[4] P. Mattavelli, L. Rossetto, G.Spiazzi and P. Tenti, "Sliding-Mode Control of SEPIC Converters," *Proc. of the European Space Power Conference*, pp. 173-178, 1993.

[5] A. H. de Oliveira, "Retificador Trifásico Com Elevado Fator de Potência Utilizando o Conversor CC-CC Sepic no Modo de Condução Contínua", *Dissertação de Mestrado, INEP/EEL/UFSC*, Florianópolis, SC, 1996.

[6] C.A. Canesin & I. Barbi, "Conversor CC/CC SEPIC: Análise, Princípio de Operação, Simulação e Implementação," *Anais do SEP'90, SOBRAEP/UFSC*, Florianópolis, pp. 34-41, 1990.

[7] C.A. Canesin & I. Barbi, "A Unity Power Factor Multiple Isolated Outputs Switching Mode Power Suply Using a Single Switch," *IEEE-APEC Conf. Proc.*, Dallas-Texas, 1991.

[8] C. A. Canesin, "Fonte Chaveada Com Múltiplas Saídas Isoladas e Fator de Potência Unitário Com Um Único Interruptor," *Dissertação de Mestrado, INEP/EEL/UFSC*, Florianópolis, SC, 1990.

[9] G. Spiazzi & L.Rossetto, "High-Quality Rectifier Based on Coupled-Inductor Sepic Topology," *IEEE-PESC Proc. Conf.*, pp. 336-341, 1994.

[10] F. S. Dos Reis, J. Sebastián and J. Uceda, "Characterization of Conducted Noise Generation for Sepic, Cúk and Boost Converters Working as Power Factor Preregulators," *IEEE-PESC Proc. Conf.*, pp. 965-970, 1993.

[11] R.P. Massey & E. C. Snyder, "High Voltage Single Ended DC-DC Converter," *IEEE-PESC Proc. Conf.*, pp. 156-159, 1977.