

CAPÍTULO 2

FONTES CHAVEADAS DO TIPO FLYBACK

2.1 - Conversor CC-CC do tipo Buck-Boost (Flyback não isolado)

a) Estrutura e etapas de funcionamento para condução descontínua

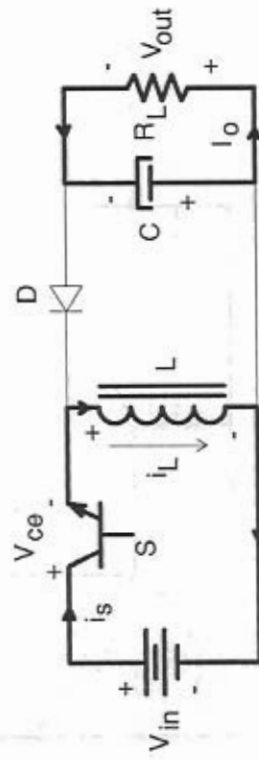


Fig. 2.1: Conversor CC-CC: 1ª etapa de funcionamento.

1ª etapa: O interruptor S está fechado; a energia proveniente de V_{in} é acumulada no indutor L; D encontra-se polarizado reversamente; a carga R_L é alimentada pelo capacitor C previamente carregado.

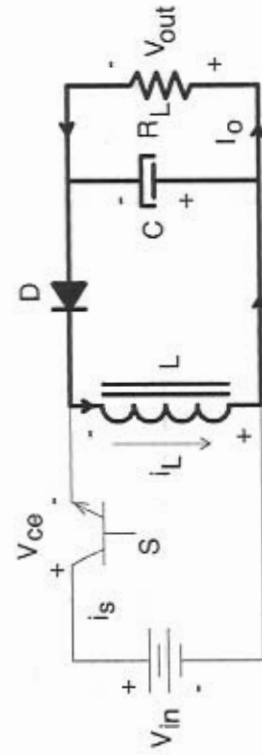


Fig. 2.2: Conversor CC-CC: 2ª etapa de funcionamento.

2ª etapa: O interruptor S é mantido aberto; a energia acumulada no indutor L no semiperíodo de funcionamento anterior é transferida ao capacitor de saída C, em paralelo com a carga R_L . O diodo D encontra-se em condução.

b) Formas de onda considerando os interruptores ideais.

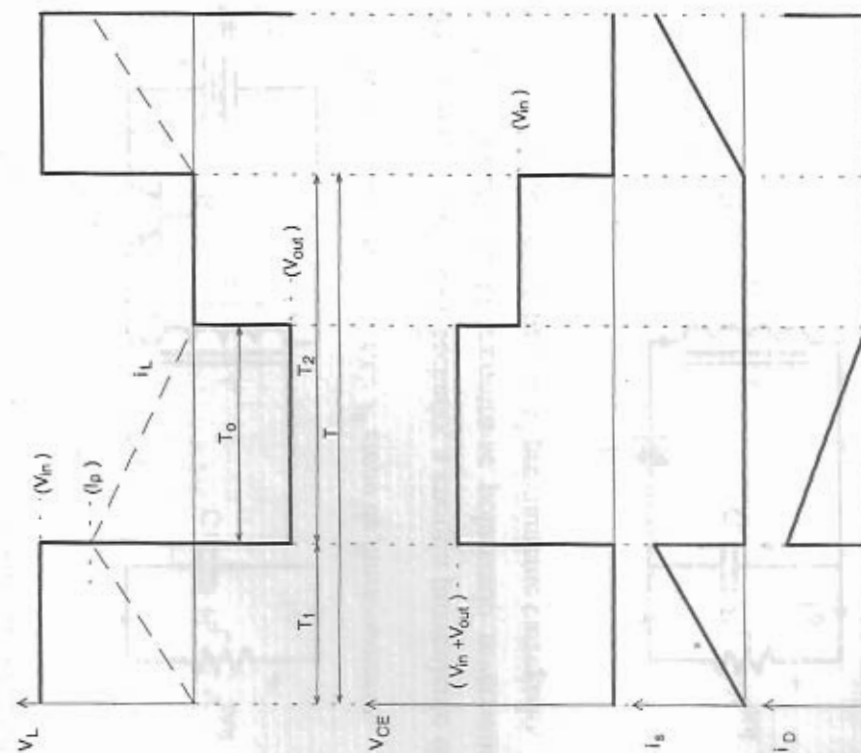


Fig. 2.3; Formas de onda para o conversor CC-CC do tipo buck-boost.

c) Análise das grandezas envolvidas

c.1) Corrente de pico I_p :

$$I_p = \frac{V_{in} T_1}{L} \quad (2.1)$$

$$D = \frac{T_1}{T} \quad (2.2)$$

$$I_p = \frac{V_{in} D T}{L} \quad (2.3)$$

$$I_p = \frac{V_{in} D}{f L} \quad (2.4)$$

D - razão cíclica.

$$I_{pmax} = \frac{V_{in} D_{max}}{f L} \quad (2.5)$$

$$D_{max} \leq 0,45 \quad (2.6)$$

c.2) Tensão de Carga:

$$P_1 = V_{in} I_{lmd} = V_{in} \frac{I_p T_1}{2T} \quad (2.7)$$

$$P_1 = \frac{V_{in}^2 T_1^2}{2LT} = P_2 = \frac{V_{out}^2}{R_L} \quad (2.8)$$

Assim:

$$V_{out} = \sqrt{\frac{R_L V_{in}^2 T_1^2}{2LT}} = V_{in} T_1 \sqrt{\frac{R_L f}{2L}} \quad (2.9)$$

$$V_{out} = V_{in} T_1 \sqrt{\frac{R_L f}{2L}} = \frac{V_{in} D}{f} \sqrt{\frac{R_L f}{2L}} \quad (2.10)$$

$$\boxed{V_{out} = V_{in} D \sqrt{\frac{R_L}{2Lf}}} \quad (2.11)$$

c.3) Cálculo do indutor

$$P_{in} = P_L = \frac{P_{out}}{\eta} = \frac{1}{2} L I_p^2 f \quad (2.12)$$

$$\frac{P_{out}}{\eta} = \frac{1}{2} L f \frac{V_{in}^2 D^2}{f^2 L^2} = \frac{1}{2} \frac{V_{in}^2 D^2}{f L} \quad (2.13)$$

$$L = \frac{1}{2} \frac{V_{in}^2 D^2 \eta}{P_{out} f} \quad (2.14)$$

c.4) Condução Crítica

$$T_0 = T_2 \quad (2.15)$$

$$\Delta\Phi^+ = V_{in} T_1 \quad (2.16)$$

$$\Delta\Phi^- = V_{out} T_2 \quad (2.17)$$

$$\Delta\Phi^+ = \Delta\Phi^- \quad (2.18)$$

$$V_{in} T_1 = V_{out} T_2 \quad (2.19)$$

$$\frac{V_{in} T_1}{T} = V_{out} \frac{(T - T_1)}{T} = V_{out} \left(1 - \frac{T_1}{T} \right) \quad (2.20)$$

$$V_{in} D_{max} = V_{out} (1 - D_{max}) \quad (2.21)$$

$$V_{out} = V_{in} \left(\frac{D_{max}}{1 - D_{max}} \right) \quad (2.22)$$

Para que a condução seja descontinua, é suficiente que:

$$\boxed{V_{out} > V_{in} \frac{D_{max}}{1 - D_{max}}} \quad (2.23)$$

c.5) Tensão máxima sobre o transistor:

$$V_{CEmax} = V_{in} + V_{out} = V_{in} \left(1 + \frac{D_{max}}{1 - D_{max}} \right) \quad (2.24)$$

$$\boxed{V_{CEmax} = V_{in} \frac{1}{1 - D_{max}}} \quad (2.25)$$

c.6) Corrente eficaz no transistor (importante quando for empregado um MOSFET):

$$I_{\text{efr}} = \sqrt{\frac{1}{T_0} \int_0^{T_1} \left(\frac{V_{\text{in}}}{L} t \right)^2 dt} \quad (2.26)$$

$$I_{\text{efr}}^2 = \frac{V_{\text{in}}^2}{L^2} \frac{1}{T_0} \int_0^{T_1} t^2 dt \quad (2.27)$$

$$I_{\text{efr}}^2 = \frac{V_{\text{in}}^2}{L^2} \frac{1}{T_0} \left[\frac{t^3}{3} \right]_0^{T_1} \quad (2.28)$$

$$I_{\text{efr}}^2 = \frac{V_{\text{in}}^2}{L^2} \frac{1}{T_0} \frac{T_1^3}{3} = \frac{V_{\text{in}}^2}{L^2} \frac{1}{T_0} \frac{D^3 T^3}{3} \quad (2.29)$$

$$I_{\text{efr}}^2 = \frac{V_{\text{in}}^2}{3L^2 f^2} D^3 \quad (2.30)$$

$$I_{\text{efr}} = \frac{V_{\text{in}}}{fL} \sqrt{\frac{D^3}{3}} \quad (2.31)$$

c.7) Corrente média no diodo:

$$I_{D_{\text{md}}} = \frac{I_p T_0}{2T} = \frac{V_{\text{in}} D}{fL} \frac{T_0}{2T} \quad (2.32)$$

$$T_0 = \frac{V_{\text{in}} - V_{\text{out}}}{V_{\text{out}}} \quad (2.33)$$

$$I_{D_{\text{md}}} = \frac{V_{\text{in}} D}{fL} \frac{V_{\text{in}} - V_{\text{out}}}{2V_{\text{out}}} \quad (2.34)$$

$$I_{D_{\text{md}}} = \frac{V_{\text{in}}^2 D^2}{2fLV_{\text{out}}} \quad (2.35)$$

ou:

$$I_{D_{\text{mdmax}}} = \frac{V_{\text{in}}^2 D_{\text{max}}^2}{2fLV_{\text{out}}} \quad (2.36)$$

c.8) Corrente eficaz no diodo:

$$I_{\text{efb}}^2 = \frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} i_D^2 dt \quad (2.37)$$

$$i_D = I_p - \frac{V_{\text{out}}}{L} t = \frac{V_{\text{in}}}{L} T_1 - \frac{V_{\text{out}}}{L} t \quad (2.38)$$

$$I_{\text{efb}}^2 = \frac{1}{L^2 T_0} \int_0^{T_0} (V_{\text{in}} T_1 - V_{\text{out}} t)^2 dt \quad (2.39)$$

$$I_{\text{efb}}^2 = \frac{1}{L^2 T_0} \int_0^{T_0} [V_{\text{in}}^2 T_1^2 - 2V_{\text{in}} V_{\text{out}} T_1 t + V_{\text{out}}^2 t^2] dt \quad (2.40)$$

$$I_{\text{efb}}^2 = \frac{1}{L^2 T_0} \left[V_{\text{in}}^2 T_1^2 T_0 - \frac{2V_{\text{in}} V_{\text{out}} T_1 T_0^2}{2} + \frac{V_{\text{out}}^2 T_0^3}{3} \right] \quad (2.41)$$

$$I_{\text{efb}} = \sqrt{\frac{1}{L^2 T_0} \left[V_{\text{in}}^2 T_1^2 T_0 - V_{\text{in}} V_{\text{out}} T_1 T_0^2 + \frac{V_{\text{out}}^2 T_0^3}{3} \right]} \quad (2.42)$$

c.9) Corrente eficaz no indutor

$$I_{L_{ef}} = \sqrt{I_{efr}^2 + I_{efd}^2} \quad (2.43)$$

2.2 - Conversor CC-CC do tipo Buck-Boost (Flyback isolado)

a) Estrutura

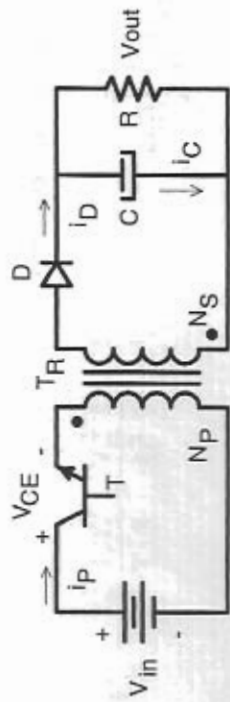


Fig. 2.4: Conversor CC-CC Flyback.

O transformador T_R tem três funções:

- Propicia o isolamento entre a fonte e a carga;
- Faz a acumulação de energia quando o transistor T é fechado;
- Adapta a tensão necessária no secundário.

b) Descrição do funcionamento:

- b.1) Durante o intervalo em que T se mantém fechado, o diodo D se mantém bloqueado e a sua corrente é nula. O circuito é representado pela Fig. 2.5, onde L_p representa a indutância magnetizante medida no primário do transformador.

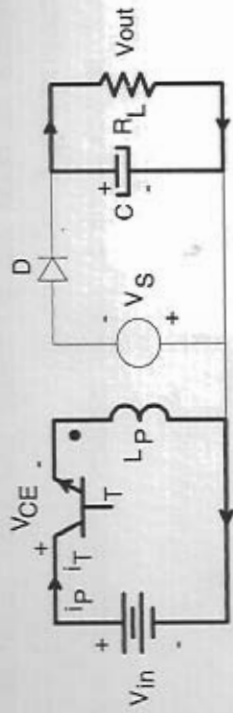


Fig. 2.5: 1ª etapa de funcionamento.

- b.2) Durante o intervalo em que T permanece aberto, a polaridade do transformador se inverte, o diodo entra em condução e a energia previamente acumulada no campo magnético é transferida ao capacitor de filtragem C e à carga R_L (Fig. 2.6).



Fig. 2.6: 2ª etapa de funcionamento.

$$V_p = \frac{N_p}{N_s} V_{out} \quad (2.44)$$

$$V_{out} = V_C \quad (2.45)$$

L_s representa a indutância magnetizante referida ao secundário do transformador.

As formas de onda das principais grandezas envolvidas estão representadas na Fig. 2.7.

Quando se deseja várias saídas isoladas, emprega-se o circuito representado na Fig. 2.8.

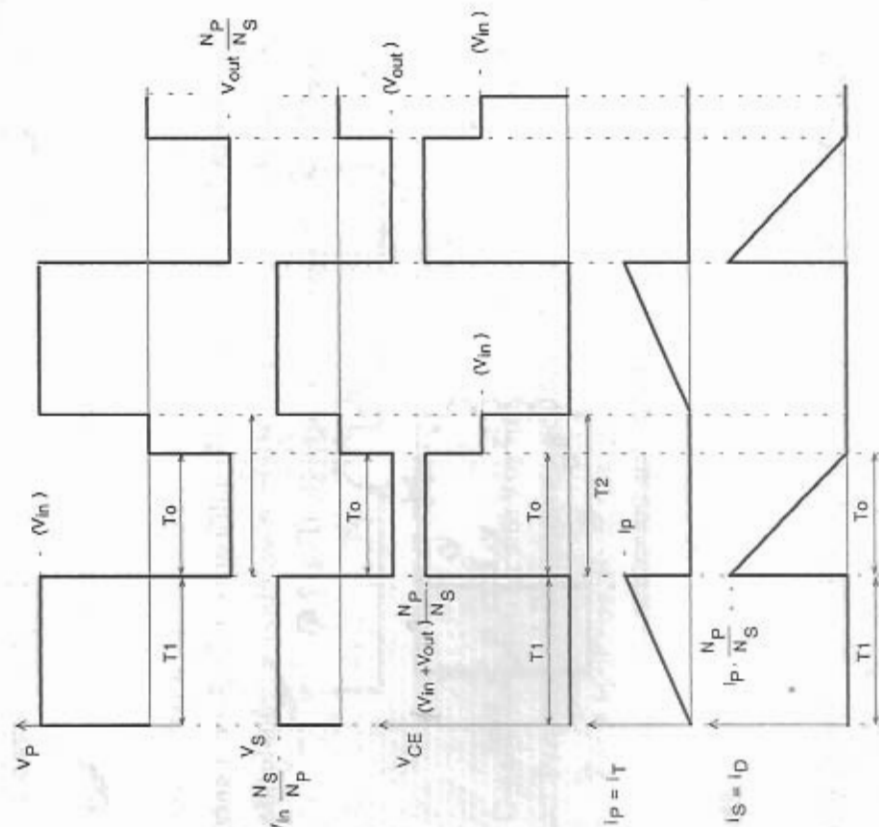


Fig. 2.7: Formas de onda do conversor Flyback isolado.

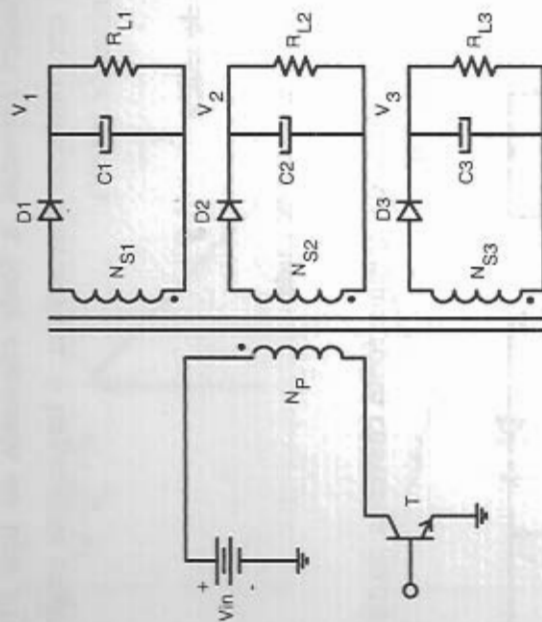


Fig. 2.8: Flyback com múltiplas saídas.

2.3 - Características gerais das fontes do tipo Flyback

- Baixo custo;
- Saídas múltiplas;
- Aceita grande variação da resistência de carga;
- Propicia isolamento entre a entrada e a saída;
- Boa regulação cruzada;
- Dispensa indutor de filtragem;
- Como a condução é descontínua, permite o emprego de diodos lentos no estágio retificador (400ns);
- Resposta rápida;
- Fácil de ser estabilizada, por apresentar um pólo simples na função transferência.

Pelas razões expostas, a fonte chaveada do tipo Flyback com isolamento, em condução descontínua, é largamente empregada para baixas potências (< 100W).

2.4 - Filtro de saída

a) Escolha do Capacitor de saída

Seja o estágio de saída de uma fonte chaveada do tipo Flyback, representado na Fig. 2.9.

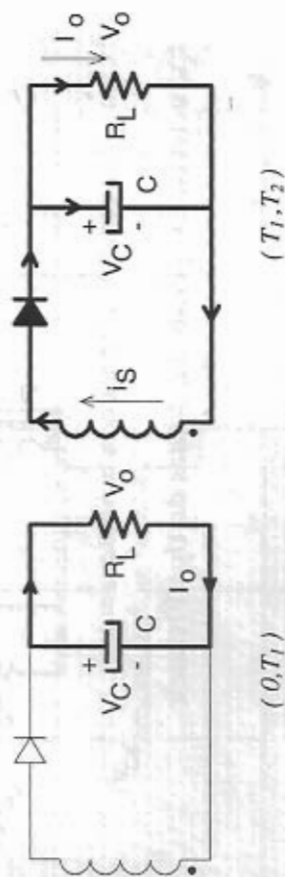


Fig. 2.9: Estágio de saída.

Sejam as formas de onda representadas na Fig. 2.10.

Assim:

$$\frac{V_o}{R_L} = I_o \quad (2.46)$$

$$\Delta V_C = \frac{T_1 I_o}{C} \quad (2.47)$$

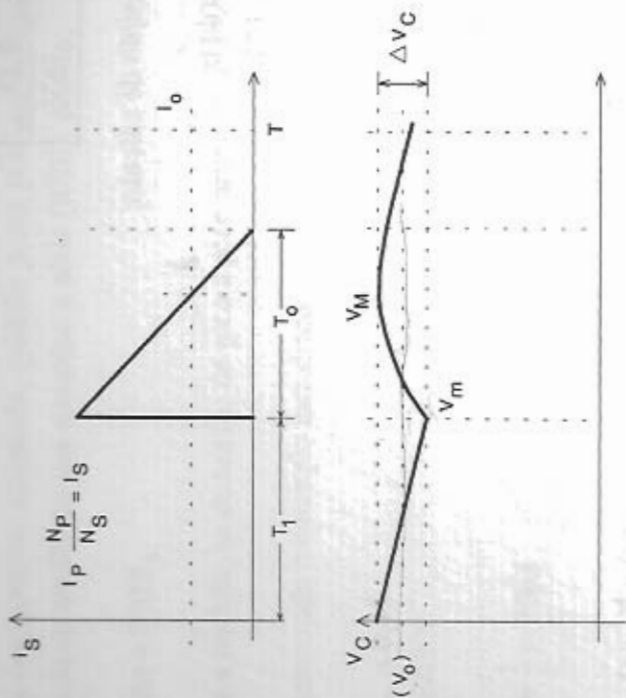


Fig. 2.10: Tensão e corrente no estágio de saída.

ou

$$C = \frac{T_1 I_o}{\Delta V_C} \quad (2.48)$$

$$T_1 = \frac{D_{max}}{f} \quad (2.49)$$

$$\Delta V_C = V_M - V_m \quad (2.50)$$

Assim:

$$C = \frac{I_o D_{\max}}{f \Delta V_C}$$

(2.51)

b) Exemplo de cálculo:

$$f = 20\text{kHz}$$

$$V_C = 12\text{V}$$

$$R_o = 3\Omega$$

Assim:

$$I_o = \frac{V_C}{R_o} = 4\text{A}$$

$$\Delta V_C = 250\text{mV}$$

$$D_{\max} = 0,45$$

Assim:

$$C = \frac{4 \cdot 0,45}{20 \cdot 10^3 \cdot 250 \cdot 10^{-3}}$$

$$C = 360\mu\text{F}$$

ΔV_C é definida como a diferença entre os valores máximo e mínimo da tensão nos terminais do capacitor.

A corrente que circula no capacitor (i_C) é a diferença entre i_S e i_o , sendo i_o o valor da corrente de carga (Fig. 2.11).

Esta componente alternada, quando passa pelo capacitor, provoca uma queda de tensão na sua resistência série (RSE). Assim:

$$\Delta e = RSE I_S \quad (2.52)$$

Δe é a ondulação de tensão de pico a pico provocada pela RSE.

Continuando o exemplo numérico:

$$D_{\max} = 0,45$$

$$V_o = 12\text{ V}$$

$$T = \frac{1}{f} = 50\mu\text{s}$$

Assim:

$$T_1 = D_{\max} T = 0,45 \cdot 50 = 22,5\mu\text{s}$$

$$T_o = T - T_1 = 27,5\mu\text{s}$$

Seja:

$$T_o = 22\mu\text{s}$$

Sabe-se que:

$$I_o = \frac{I_S T_o}{2T} \quad (2.53)$$

Assim:

$$I_S = \frac{2I_o T}{T_o} \quad (2.54)$$

$$I_S = \frac{2 \cdot 4 \cdot 50}{22} = 18,2A$$

Assim:

$$RSE < \frac{\Delta V_{C_e}}{I_S} = \frac{250 \cdot 10^{-3}}{18,2}$$

Assim:

$$RSE < 13,74 \cdot 10^{-3}$$

$$RSE < 0,0134\Omega$$

Um valor de RSE maior que o previsto provoca um aumento da ondulação da tensão de saída. Para reduzir a RSE do filtro de saída, costuma-se associar capacitores em paralelo. Normalmente o capacitor para o filtro é escolhido em função da RSE e não da sua capacitância em μF .

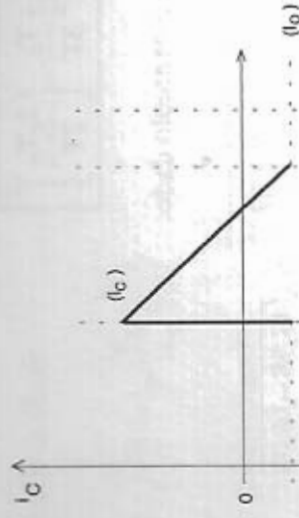


Fig. 2.11: Corrente no capacitor de saída.

c) Corrente eficaz no capacitor

$$I_{S_{ef}}^2 = \frac{1}{T} \int_0^{T_o} I_S^2 \left(1 - \frac{t}{T_o} \right)^2 dt \quad (2.55)$$

$$I_{S_{ef}}^2 = \frac{I_S^2}{T} \int_0^{T_o} \left(1 - \frac{2t}{T_o} + \frac{t^2}{T_o^2} \right) dt \quad (2.56)$$

$$I_{S_{ef}}^2 = \frac{I_S^2}{T} \left[T_o - \frac{2}{T_o} \frac{T_o^2}{2} + \frac{T_o^3}{3T_o^2} \right] \quad (2.57)$$

$$I_{S_{ef}}^2 = \frac{I_S^2}{T} \left[T_o - T_o + \frac{T_o}{3} \right] = I_S^2 \frac{T_o}{3T} \quad (2.58)$$

$$I_{C_{ef}} = \sqrt{I_{S_{ef}}^2 - I_o^2} = \sqrt{I_S^2 \frac{T_o}{3T} - I_o^2} \quad (2.59)$$

$$I_o = \frac{I_S T_o}{2T} \quad (2.60)$$

$$I_{C_{ef}} = \sqrt{I_S^2 \frac{T_0}{3T} - \left(\frac{I_S T_0}{2T} \right)^2} \quad (2.61)$$

Assim, para o exemplo dado:

$$I_{C_{ef}} = \sqrt{18,2^2 \frac{22}{150} - \left(\frac{18,2 \cdot 22}{2 \cdot 50} \right)^2} = \sqrt{48,58 - 16,03}$$

$$I_{C_{ef}} = 5,70A$$

Seja P_C a potência dissipada na RSE do capacitor. Assim:

$$P_C = RSEI_{C_{ef}}^2 \quad (2.62)$$

No exemplo:

$$RSE \leq 0,0137. \text{ Assim:}$$

$$P_C \leq 0,0137 \cdot (5,70)^2$$

$$P_C \leq 0,445W$$

d) Cálculo do diodo

d.1) Corrente de pico (I_{DP}):

$$I_{DP} = I_S = I_P \frac{N_P}{N_S} \quad (2.63)$$

d.2) Corrente eficaz (I_{Def}):

$$I_{D_{ef}} = I_S \sqrt{\frac{T_0}{3T}} = I_P \frac{N_P}{N_S} \sqrt{\frac{T_0}{3T}} \quad (2.64)$$

d.3) Corrente média (I_{Dmd}):

$$I_{D_{md}} = \frac{V_{out}}{R_L} \quad (2.65)$$

d.4) Tensão reversa de pico (V_{DP}):

$$V_{DP} = V_C + V_{S_{max}} = V_C + V_{in_{max}} \frac{N_S}{N_P} \sqrt{2} \quad (2.66)$$

2.5 - Estudo do Transformador

A seguir, serão obtidos os modelos para cálculo do núcleo do transformador para a fonte do tipo Flyback.

Seja a Lei de Faraday:

$$V_{in} = N_P A_e \frac{dB}{dt} \quad (2.67)$$

N_P - número de espiras do primário;

A_e - Área da seção transversal do núcleo;

B - Densidade de fluxo magnético.

$$\frac{dB}{dt} = \frac{\Delta B}{T_1} \quad (2.68)$$

Assim:

$$V_{in} = \frac{N_p A_e \Delta B}{T_1} = \frac{N_p A_e \Delta B f}{D} \quad (2.69)$$

Desse modo:

$$A_e = \frac{D_{max} V_{in}}{N_p \Delta B f} \quad (2.70)$$

Seja: A_p - área ocupada pelo enrolamento primário;

K_w - fator de utilização da área do enrolamento;

A_w - área da janela do núcleo;

K_p - fator de utilização do primário.

Assim:

$$A_p = K_p K_w A_w \quad (2.71)$$

Seja a relação (2.72):

$$N_p i_{P_{ef}} = A_p J \quad (2.72)$$

J - densidade de corrente no condutor;

$i_{P_{ef}}$ - valor eficaz da corrente no primário.

Assim:

$$A_p = \frac{N_p i_{P_{ef}}}{J} = K_p K_w A_w \quad (2.73)$$

ou

$$A_w = \frac{N_p i_{P_{ef}}}{K_p K_w J} \quad (2.74)$$

Com as relações (2.70) e (2.74) obtém-se o produto $A_e A_w$ do núcleo.

$$A_e A_w = \frac{V_{in} D_{max}}{N_p \Delta B f} \frac{N_p i_{P_{ef}}}{K_p K_w J} \quad (2.75)$$

Então:

$$A_e A_w = \frac{V_{in} D_{max} i_{P_{ef}}}{K_p K_w J \Delta B f} \quad (2.76)$$

Com as expressões (2.4) e (2.31) obtém-se:

$$i_{P_{ef}} = I_p \sqrt{\frac{D}{3}} \quad (2.77)$$

mas:

$$I_p = \frac{2I_{md}}{D} \quad (2.78)$$

Assim:

$$i_{p_d} = I_{md} \sqrt{\frac{4}{3D}} \quad (2.79)$$

Levando (2.79) em (2.76) obtém-se:

$$A_e A_w = \frac{V_{in} I_{md}}{\Delta B K_p K_w J f \Delta B} \sqrt{\frac{4}{3D}} \quad (2.80)$$

Seja $D = 0,45$.

Assim:

$$A_e A_w = \frac{0,77 V_{in} I_{md}}{K_p K_w J f \Delta B} \quad (2.81)$$

Por outro lado:

$$P_{in} = V_{in} I_{md} = \frac{P_{out}}{\eta} \quad (2.82)$$

Onde: η - rendimento da fonte ($\approx 0,7$);

P_{out} - potência de saída;

P_{in} - potência de entrada.

Levando a expressão (2.82) em (2.81) obtém-se:

$$A_e A_w = \frac{1,1 P_{out}}{K_p K_w J f \Delta B} \quad (2.83)$$

Sejam as seguintes unidades:

P_{out} [W] - Potência de saída;

J [A/cm²] - Densidade de corrente;

f [Hz] - Frequência de comutação;

ΔB [T] - Variação de fluxo eletromagnético.

Assim:

$$A_e A_w = \frac{1,1 P_{out}}{K_p K_w J f \Delta B} \text{ cm}^4 \quad (2.84)$$

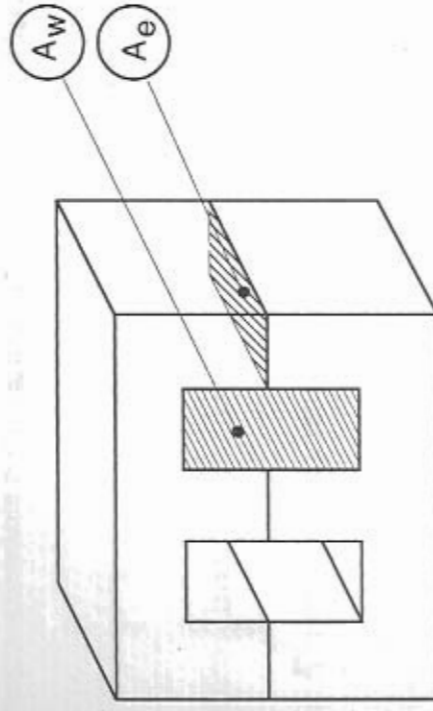


Fig. 2.12: Núcleo do tipo EE.

a) Escolha das bitolas dos condutores:

A área da seção reta do fio de cobre é obtida com o emprego da expressão (2.85) ou, então, na tabela de condutores.

$$S_{cm} = \frac{I_{ef}}{J} \quad (2.85)$$

S_{cm} - área de seção reta do condutor;

I_{ef} - valor eficaz da corrente.

b) Exemplo Numérico

Especificar o núcleo para uma fonte Flyback em condução descontínua, com as seguintes especificações:

$$P_{out} = 60W$$

$$K_p = 0,5$$

$$f = 67kHz$$

$$K_w = 0,4$$

$$\text{Seja: } J = 200A/cm^2$$

$$\Delta B = 0,160T$$

$$A_e A_w = \frac{1,1 P_{out} 10^4}{K_p K_w J f \Delta B}$$

$$A_e A_w = \frac{1,1 \cdot 60 \cdot 10^4}{0,5 \cdot 0,4 \cdot 200 \cdot 67 \cdot 10^3 \cdot 0,160} = 1,54 cm^4$$

A partir da tabela de dimensões dos núcleos EE, escolhe-se o núcleo E 42/15 (Apêndice 5).

c) Cálculo do entreferro:

Seja a corrente no primário do transformador, com a forma indicada na Fig. 2.13.

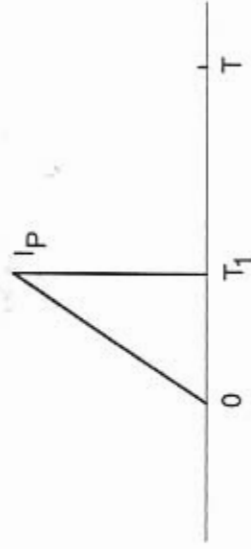


Fig. 2.13: Corrente no primário do Transformador.

A energia acumulada no indutor, no instante T_1 será:

$$\Delta W = \frac{1}{2} L I_p^2 \quad (2.86)$$

$$\Delta W = \frac{1}{2} B H V \quad (2.87)$$

Seja V o volume do entreferro do transformador.

$$H = \frac{B}{\mu_0} \quad (2.88)$$

$$\Delta W = \frac{1}{2} \frac{B^2}{\mu_0} V \quad (2.89)$$

$$V = A \delta \quad (2.90)$$

$$\Delta W = \frac{1}{2} \frac{B^2}{\mu_0} A_c \delta \quad (2.91)$$

A_c - área da perna central do núcleo;
 δ - entreferro.

$$\delta = \frac{2\mu_0 \Delta W}{B^2 A_c} \quad (2.92)$$

Sendo:

$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ (SI) - permeabilidade do ar

Está sendo considerado um núcleo EE como o representado na Fig. 2.14.

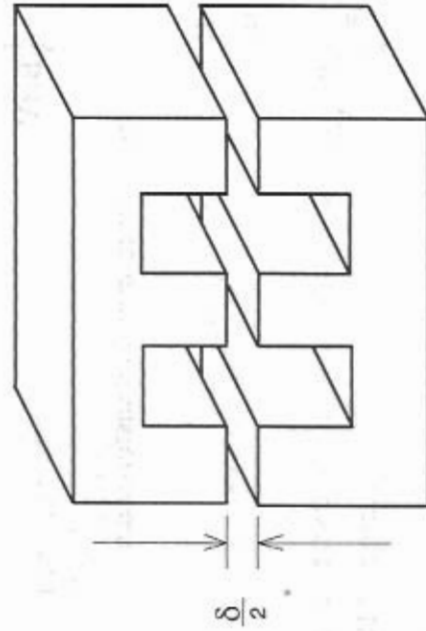


Fig. 2.14: Núcleo de ferrite do tipo EE.

$$P_{in} = \frac{P_{out}}{\eta} = \Delta W f \quad (2.93)$$

Assim:

$$\Delta W = \frac{P_{out}}{\eta f} \quad (2.94)$$

A densidade de fluxo de saturação para um núcleo de ferrite é da ordem de 0,3Tesla. A densidade de trabalho, inferior ao valor de B_{max} , depende da frequência de trabalho. Quando a frequência aumenta, o valor de B deve diminuir para manter as perdas reduzidas e impedir uma temperatura excessiva no núcleo.

Deve haver garantias de que quando a tensão de entrada alcance o seu valor mínimo, D mantenha-se menor ou igual a D_{max} e a energia acumulada seja mantida.

Seja a expressão (2.95):

$$\frac{P_{out}}{f\eta} = \frac{1}{2} L I_p^2 \quad (2.95)$$

$$P_{out} = \frac{1}{2} L I_p^2 f \eta \quad (2.96)$$

Por outro lado

$$V_{min} = \frac{L I_p}{T_{imax}} = \frac{L I_p}{D_{max} T} = \frac{L I_p f}{D_{max}} \quad (2.97)$$

$$L = \frac{V_{\min} D_{\max}}{I_p f} \quad (2.98)$$

Assim:

$$P_{\text{out}} = \frac{1}{2} I_p^2 f \eta \frac{V_{\min} D_{\max}}{I_p f} = \frac{1}{2} I_p \eta V_{\min} D_{\max} \quad (2.99)$$

Assim:

$$I_p = \frac{2P_{\text{out}}}{\eta V_{\min} D_{\max}} \quad (2.100)$$

Seja:

$$D_{\max} = 0,4$$

$$\eta = 0,7$$

Assim:

$$I_p = \frac{7,14 P_{\text{out}}}{V_{\min}} \quad (2.101)$$

d) Exemplo numérico:

Seja uma fonte com as seguintes características:

$$P_{\text{out}} = 60W$$

$$f = 67kHz$$

$$V_{\min} = 36V$$

$$V_{\max} = 76V$$

$$\eta = 0,7$$

$$I_p = \frac{7,14 P_{\text{out}}}{V_{\min}} = \frac{7,14 \cdot 60}{36} \cong 12A$$

$$\Delta W = \frac{P_{\text{out}}}{\eta f} = \frac{60}{0,7 \cdot 67 \cdot 10^3} = 1,28 \cdot 10^{-3} J$$

$$\delta = \frac{2\mu_0 \Delta W}{B^2 A_c}$$

$$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$$

$$B = 0,160T$$

Seja o núcleo E 42/15. Assim:

$$A_c = 181mm^2 = 181 \times 10^{-6} m^2$$

$$\delta = \frac{2 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 1,28 \cdot 10^{-3}}{0,160^2 \cdot 181 \cdot 10^{-6}} = \frac{2 \cdot 4\pi \cdot 1,28}{0,160^2 \cdot 181} 10^{-4} m$$

$$\delta = 0,69mm$$

$$lg = \frac{\delta}{2} = 0,345mm$$

e) Enrolamento primário:

Seja a relação:

$$0,4\pi N_P I_P = B\delta \quad (2.102)$$

N_P - número de espiras do enrolamento primário.

$$N_P = \frac{B\delta}{0,4\pi I_P} \quad (2.103)$$

(B em Gauss)

(δ em cm)

Com os valores obtidos no item anterior, obtém-se:

$$N_P = \frac{1600 \cdot 0,069}{0,4 \cdot \pi \cdot 12}$$

$$\boxed{N_P = 7,32 \text{ espiras}}$$

f) Enrolamento secundário:

A tensão no secundário é dada pela relação:

$$V_S = V_{out} + V_F \quad (2.104)$$

onde V_F representa a queda de tensão no diodo.

Para que a desmagnetização seja assegurada:

$$\frac{N_P}{N_S} V_S T_0 = V_P T_1 = \Delta\phi \quad (2.105)$$

Seja para o pior caso:

$$T_0 = T_2 = T - T_{I_{max}} \quad (2.106)$$

$$\frac{N_P}{N_S} V_S (T - T_{I_{max}}) = V_P T_{I_{max}} \quad (2.107)$$

Assim:

$$\frac{N_P}{N_S} V_S (1 - D_{max}) = V_P D_{max} \quad (2.108)$$

$$N_S = N_P \frac{V_S (1 - D_{max})}{V_P D_{max}} \quad (2.109)$$

$$V_P = V_{min} \quad (2.110)$$

$$N_S = N_P \frac{(V_{out} + V_F)(1 - D_{max})}{V_P D_{max}} \quad (2.111)$$

Seja:

$$V_{out} = 12V$$

$$V_F = 1V$$

$$D_{max} = 0,4$$

$$N_P = 7,32$$

Assim:

$$N_S = \frac{7,32 \cdot (12 + 1)(1 - 0,4)}{36 \cdot 0,4}$$

$$N_S \cong 4 \text{ espiras}$$

g) Enrolamento secundário para múltiplas saídas:

Para cada saída é empregada uma expressão do tipo:

$$N_{S_n} = N_P \frac{(V_{out_n} + V_F)(1 - D_{max})}{V_{min}} \frac{D_{max}}{D_{max}} \quad (2.112)$$

Sendo n um enrolamento qualquer secundário.

CAPÍTULO 3

FONTES CHAVEADAS DO TIPO FORWARD

3.1 - Conversor Buck

a) Estrutura e etapas de funcionamento para condução contínua

A estrutura de um conversor Buck está representada na Fig. 3.1.

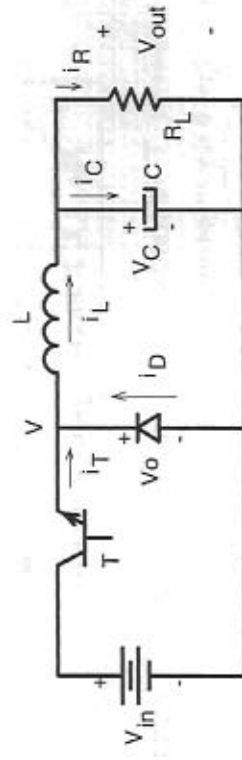


Fig. 3.1: Estrutura de um conversor do tipo Buck.

1ª Etapa: A primeira etapa de funcionamento é mostrada na Fig. 3.2.

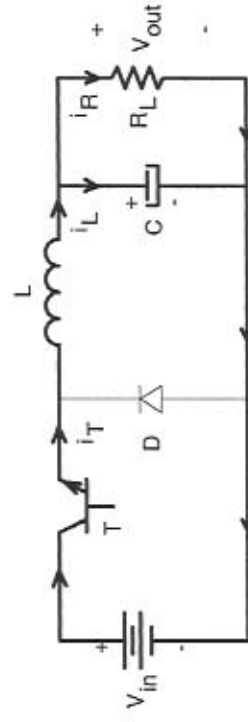


Fig. 3.2: 1ª Etapa de funcionamento.