

CAPÍTULO VI

CONVERSOR EM PONTE COMPLETA, NÃO RESSONANTE, MODULADO POR LARGURA DE PULSO, COM COMUTAÇÃO SOB TENSÃO NULA (ZVS) E SAÍDA EM FONTE DE TENSÃO

6.1 INTRODUÇÃO

O conversor em ponte completa (FB-ZVS-PWM) a ser estudado neste capítulo é apresentado na Fig. 6.1. Este não utiliza capacitor ressonante. Assim a frequência de ressonância é igual a zero. Por isto a denominação “Não Ressonante”. Todas as etapas de funcionamento são regidas por equações lineares, o que simplifica naturalmente o entendimento e o projeto do conversor.

Uma grande vantagem deste conversor é que a frequência de operação é fixa, empregando a modulação por largura de pulso. As comutações das chaves são do tipo ZVS (Zero Voltage Switching - comutação sob tensão nula), o que praticamente elimina as perdas no chaveamento. Além disso a tensão nos semicondutores fica limitada à tensão de entrada V_i .

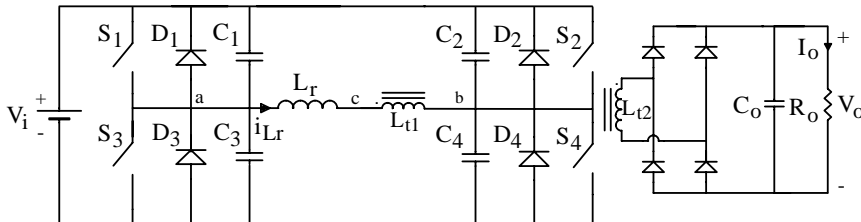


Fig. 6.1 - Conversor em ponte completa, não ressonante, modulado por largura de pulso e com comutação sob tensão nula.

6.2 ETAPAS DE FUNCIONAMENTO

Para simplificar os estudos teóricos, todos os componentes ativos e passivos serão considerados ideais e o filtro de saída é substituído por uma fonte de tensão constante, cujo valor é igual ao valor da tensão de saída. O conversor está referido ao lado primário do transformador, sendo que a tensão induzida no primário é denominada V'_0 e a corrente no primário I'_0 .

1ª Etapa (t_0, t_1)

Durante esta etapa a corrente circula por D_1 e S_2 , como mostrado na Fig. 6.2. A chave S_1 é habilitada mas não entra em condução.

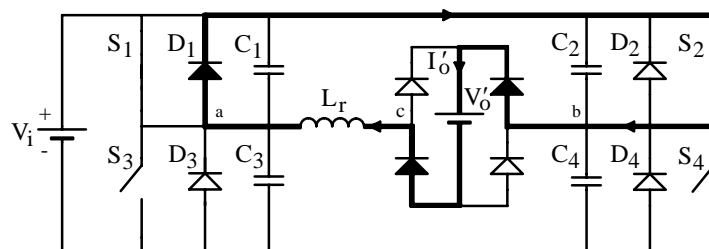


Fig. 6.2 - Primeira etapa.

2ª Etapa (t_1, t_2)

A segunda etapa de funcionamento está representada na Fig. 6.3. Esta começa em t_1 quando a chave S_2 abre. A corrente começa a fluir pelos capacitores C_2 e C_4 , sendo que o capacitor C_2 carrega-se, enquanto o capacitor C_4 se descarrega. Uma parcela da energia é devolvida para a fonte V_i . Esta etapa termina quando a tensão no capacitor C_4 atinge zero.

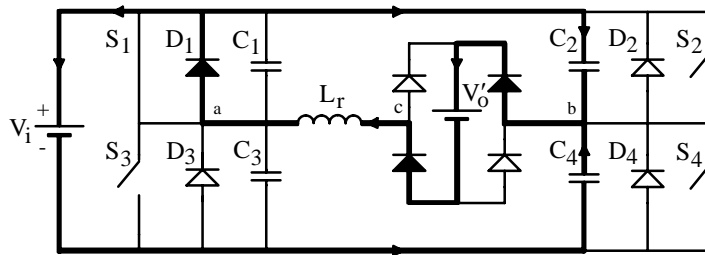


Fig. 6.3 - Segunda etapa.

3ª Etapa (t_2, t_3)

No instante t_2 em que a tensão no capacitor C_4 atinge zero, o diodo D_4 é polarizado diretamente, entrando em condução. Os diodos D_1 e D_4 conduzem devolvendo energia para a fonte. Durante este intervalo a chave S_4 é comandada a conduzir. A terceira etapa está representada na Fig. 6.4. Esta termina quando a corrente no indutor atinge zero.

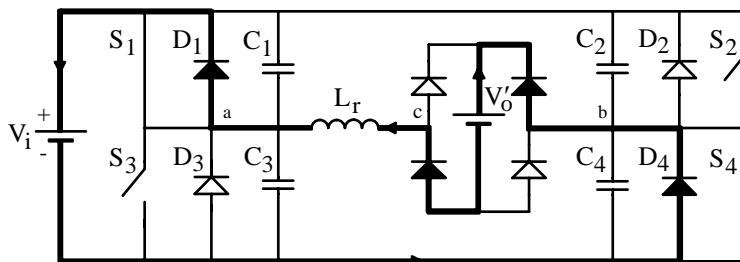


Fig. 6.4 - Terceira etapa.

4ª Etapa (t_3, t_4)

Esta etapa se inicia no instante t_3 quando a corrente no indutor inverte de sentido, bloqueando D_1 e D_4 , e colocando em condução S_1 e S_4 . Na Fig. 6.5 tem-se a quarta etapa.

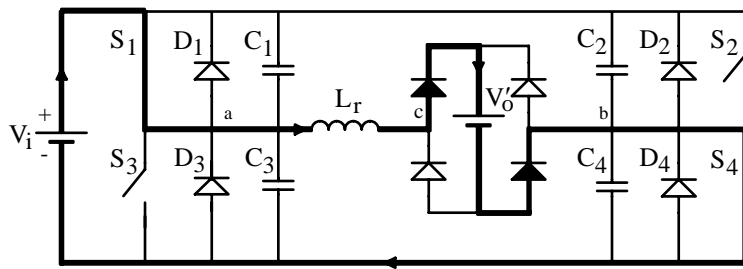


Fig. 6.5 - Quarta etapa.

5ª Etapa (t_4, t_5)

No instante t_4 a chave S_1 é bloqueada, e a corrente é desviada para os capacitores C_1 e C_3 , como mostrado na Fig. 6.6. O capacitor C_1 é carregado, enquanto o capacitor C_3 é descarregado. Esta etapa termina quando a tensão no capacitor C_3 atinge zero.

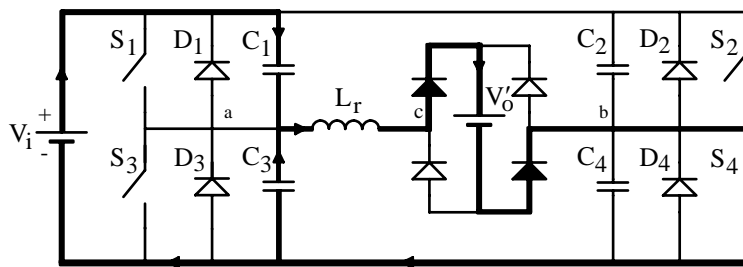


Fig. 6.6 - Quinta etapa.

6ª Etapa (t_5, t_6)

Na Fig. 6.8 está representada a sexta etapa de funcionamento, denominada etapa de circulação. No instante t_5 , quando a tensão no capacitor C_3 atinge zero, o diodo D_3 é polarizado diretamente, entrando em condução. Durante esta etapa a chave S_3 é comandada a conduzir. Esta etapa termina quando a chave S_4 é bloqueada.

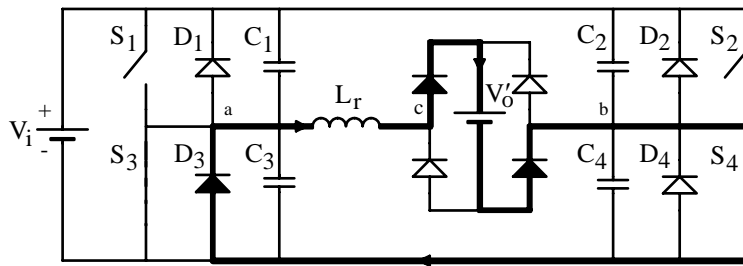


Fig. 6.7 - Sexta etapa.

7ª Etapa (t_6, t_7)

Esta etapa inicia no instante t_6 quando a chave S_4 abre, como mostrado na Fig. 6.8. A corrente começa a fluir pelos capacitores C_2 e C_4 , sendo que o capacitor C_2 descarrega-se, enquanto o capacitor C_4 se carrega. Uma parcela de energia é devolvida para a fonte V_i . Quando a tensão no capacitor C_2 atinge zero termina esta etapa.

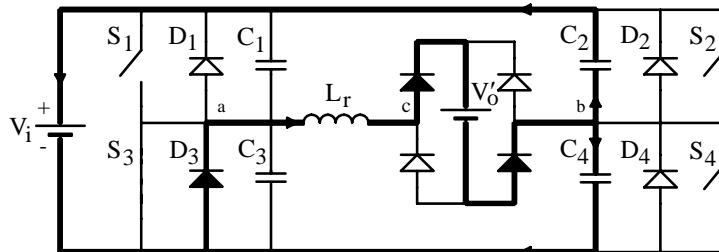


Fig. 6.8- Sétima etapa.

8ª Etapa (t_7, t_8)

No instante t_7 em que a tensão no capacitor C_2 atinge zero, o diodo D_2 é polarizado diretamente, entrando em condução. Os diodos D_2 e D_3 conduzem devolvendo energia para a fonte. Durante este intervalo a chave S_2 é comandada a conduzir. Na Fig. 6.9 tem-se a oitava etapa.

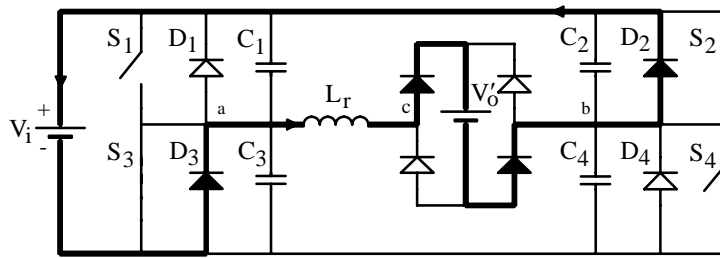


Fig. 6.9- Oitava etapa.

9ª Etapa (t_8, t_9)

A nona etapa está representada na Fig. 6.10. Esta inicia no instante t_8 quando a corrente no indutor inverte de sentido, bloqueando D_2 e D_3 , e colocando S_2 e S_3 em condução.

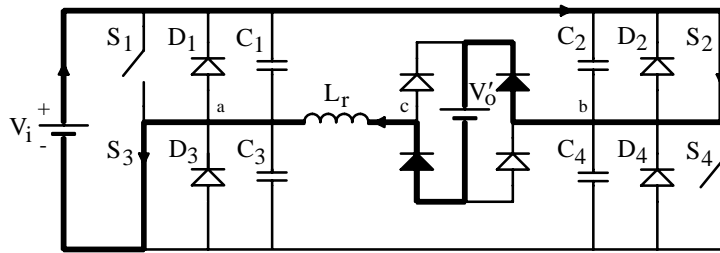


Fig. 6.10- Nona etapa.

10ª Etapa (t_9, t_{10})

Esta etapa inicia no instante t_9 quando S_3 abre, como mostrado em 6.11. A corrente flui por C_1 e C_3 , sendo que o capacitor C_1 descarrega-se, enquanto o capacitor C_3 se carrega. Esta etapa termina quando a tensão no capacitor C_1 atinge zero, iniciando-se outro período de funcionamento.

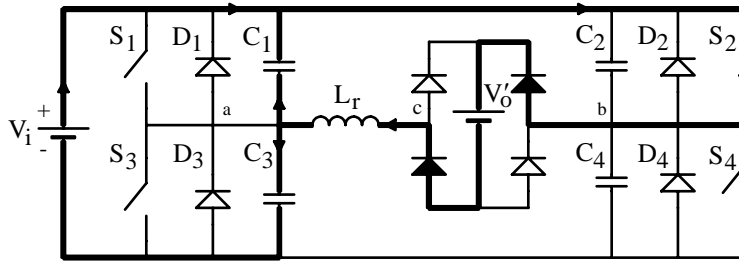


Fig. 6.11- Décima etapa.

6.3 FORMAS DE ONDA BÁSICAS

As formas de onda mais importantes, para o modo de condução contínuo (CCM) e para as condições idealizadas na Seção 6.2, estão representadas na Fig. 6.12, com indicação dos intervalos de tempo correspondentes.

6.4 EQUACIONAMENTO

6.4.1 Etapas de Operação e Condições Iniciais

Nesta seção são obtidas as equações que caracterizam as etapas de operação necessárias e as condições iniciais, para a obtenção da característica de saída e esforços nos semicondutores.

A. Quarta Etapa

Do circuito elétrico equivalente da quarta etapa, obtém-se a equação (6.1).

$$V_i - V'_o = L_r \frac{di_{L_r}(t)}{dt} \quad (6.1)$$

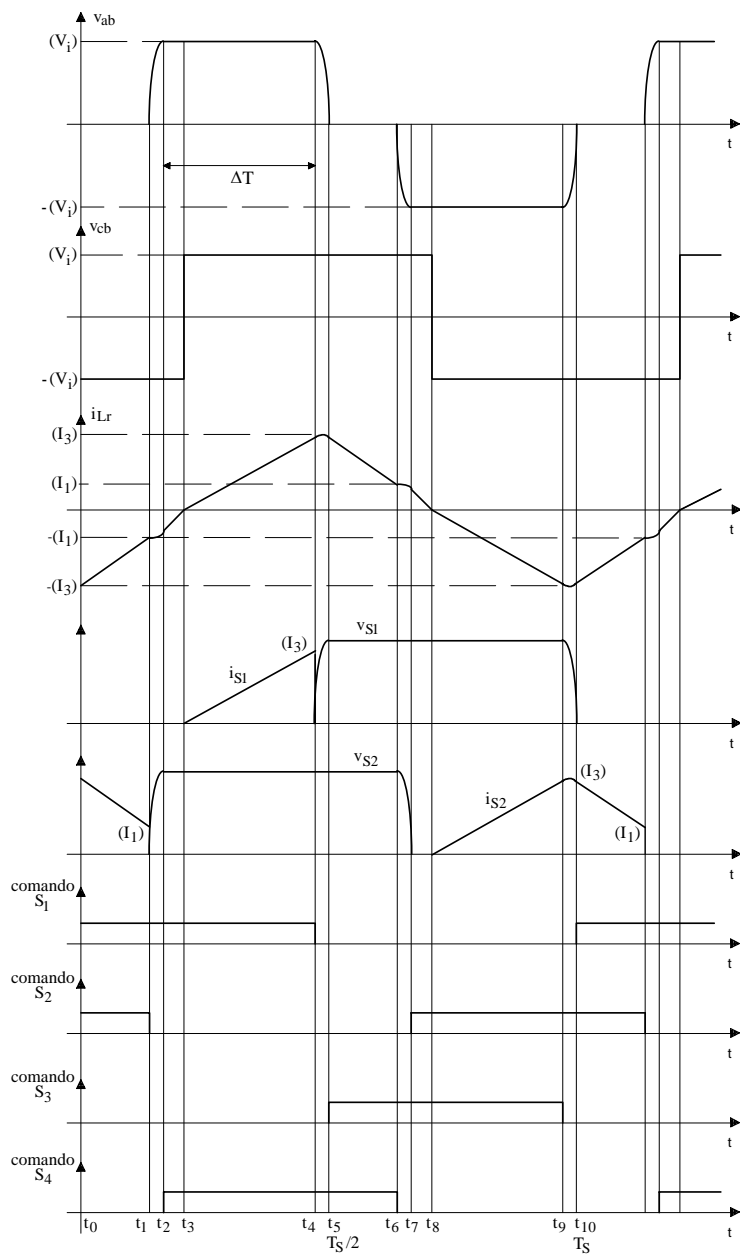


Fig. 6.12 - Formas de onda básicas para CCM.

Rescrevendo a equação (6.1), obtém-se (6.2).

$$\frac{V_i - V'_o}{L_r} \Delta t_{43} = I_3 \quad (6.2)$$

B. Sexta Etapa

Do circuito elétrico equivalente da sexta etapa, obtém-se a equação (6.3).

$$-V'_o = L_r \frac{di_{L_r}(t)}{dt} \quad (6.3)$$

Integrando a equação (6.3) de t_5 a t_6 , obtém-se (6.4).

$$\int_{t_5}^{t_6} V'_o dt = -L_r \int_{I_3}^{I_1} di \quad (6.4)$$

Resolvendo a integral tem-se (6.5).

$$(t_6 - t_5)V'_o = -L_r (I_1 - I_3) \quad (6.5)$$

Isolando I_1 chega-se à (6.6).

$$I_1 = I_3 - \frac{V'_o}{L_r} \Delta t_{65} \quad (6.6)$$

C. Terceira Etapa

Do circuito elétrico equivalente da terceira etapa, obtém-se a equação (6.7).

$$-(V_i + V'_o) = L_r \frac{di_{L_r}(t)}{dt} \quad (6.7)$$

Integrando a equação (6.7) de t_2 a t_3 , obtém-se (6.8).

$$-(V_i + V'_o) \int_{t_2}^{t_3} dt = L_r \int_{I_1}^0 dt \quad (6.8)$$

Resolvendo a integral tem-se (6.9).

$$-(V_i + V_o')\Delta t_{32} = -L_r I_1 \quad (6.9)$$

Isolando I_1 chega-se à (6.10).

$$I_1 = \frac{V_i + V_o'}{L_r} \Delta t_{32} \quad (6.10)$$

D. Condições Iniciais

Pela simetria do conversor, sabe-se que: $\Delta t_{3-2} = \Delta t_{8-7}$, $\Delta t_{4-3} = \Delta t_{9-8}$, $\Delta t_{1-0} = \Delta t_{6-5}$.

Definindo-se ΔT como o tempo durante o qual a tensão v_{ab} é igual a tensão da fonte ($\pm V_i$), e sabendo-se que isto só ocorre se duas chaves ou dois diodos conduzem, tem-se (6.11) e (6.12).

$$\Delta T = \Delta t_{8-7} + \Delta t_{9-8} \quad (6.11)$$

$$\frac{T_s}{2} \cong \Delta T + \Delta t_{6-5} \quad (6.12)$$

Isolando-se Δt_{6-5} na expressão (6.12) chega-se à (6.13).

$$\Delta t_{6-5} = \frac{T_s}{2} - \Delta T \quad (6.13)$$

O ganho estático q e a razão cíclica D são definidos por (6.14) e (6.15).

$$q = \frac{V_o'}{V_i} \quad (6.14)$$

$$D = \frac{2\Delta T}{T_s} \quad (6.15)$$

Substituindo (6.2), (6.9) e (6.13) em (6.6), obtém-se (6.16)

$$\left(\frac{V_i - V'_o}{L_r}\right)\Delta t_{4-3} = \left(\frac{V_i + V'_o}{L_r}\right)\Delta t_{8-7} + \frac{V'_o}{L_r}\left(\frac{T_s}{2} - \Delta T\right) \quad (6.16)$$

Substituindo (6.11) em (6.16), tem-se (6.17)

$$\Delta t_{4-3} = \frac{\Delta T}{2} + \frac{V'_o}{V_i} \frac{T_s}{4} \quad (6.17)$$

Substituindo (6.15) em (6.17) e parametrizando em relação a T_s , chega-se à (6.18)

$$\frac{\Delta t_{4-3}}{T_s} = \frac{D+q}{4} \quad (6.18)$$

Substituindo (6.18) e (6.15) em (6.11), obtém-se (6.19).

$$\frac{\Delta t_{8-7}}{T_s} = \frac{D-q}{4} \quad (6.19)$$

Substituindo (6.18) em (6.2), obtém-se a expressão (6.20) para a corrente I_3 .

$$I_3 = \frac{V_i - V'_o}{L_r} \frac{D+q}{4} T_s \quad (6.20)$$

Normalizando a equação (6.20), chega-se à (6.21).

$$\boxed{\bar{I}_3 = \frac{I_3 4f_s L_r}{V_i} = (1-q)(D+q)} \quad (6.21)$$

Substituindo-se (6.19) em (6.10), obtém-se a expressão (6.22) para a corrente I_1 .

$$I_1 = T_s \frac{V_i + V'_o}{L_r} \frac{D-q}{4} \quad (6.22)$$

Normalizando a equação (6.22), chega-se à (6.23):

$$\boxed{\bar{I}_1 = \frac{I_1 4f_s L_r}{V_i} = (1+q)(D-q)} \quad (6.23)$$

6.4.2 Corrente Média na Carga em CCM

A corrente na carga em CCM, considerando instantânea a carga e descarga dos capacitores, é mostrada na Fig. 6.13.

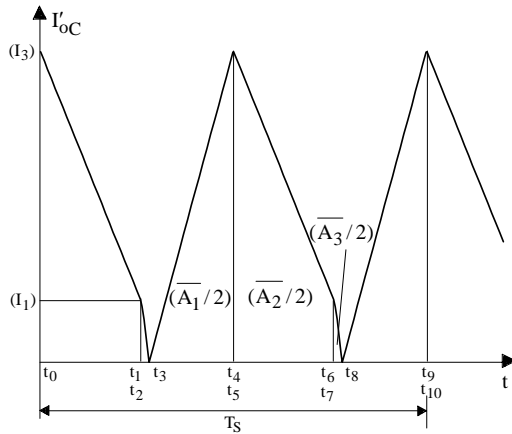


Fig. 6.13 - Corrente na carga em CCM.

A área $\overline{A_1}$ pode ser calculada de acordo com (6.24).

$$\overline{A_1} = \frac{2}{T_s} \frac{I_3 \Delta t_{4-3}}{2} \quad (6.24)$$

Substituindo a equação (6.17) e (6.20) em (6.24), obtém-se na expressão (6.25) a área $\overline{A_1}$.

$$\overline{A_1} = \frac{V_i}{16L_r f_s} (1-q)(D+q)^2 \quad (6.25)$$

Para o cálculo da área $\overline{A_2}$ emprega-se a expressão (6.26).

$$\overline{A_2} = \frac{2}{T_s} \frac{(I_1 + I_3) \Delta t_{6-5}}{2} \quad (6.26)$$

Substituindo (6.15) em (6.12) obtém-se a expressão (6.27) para Δt_{6-5} :

$$\Delta t_{6-5} = \frac{T_s}{2} - \Delta T = \frac{T_s}{2} (1 - D) \quad (6.27)$$

Substituindo (6.20), (6.22) e (6.27) em (6.26), obtém-se na expressão (6.28) a área $\overline{A_2}$.

$$\overline{A_2} = \frac{V_i}{8f_s L_r} (1 - D) [(1 + q)(D - q) + (1 - q)(D + q)] \quad (6.28)$$

A área $\overline{A_3}$ é calculada de acordo com (6.29).

$$\overline{A_3} = \frac{2 I_1 \Delta t_{8-7}}{T_s} \quad (6.29)$$

Substituindo (6.22) e (6.19) em (6.29), obtém-se na expressão (6.30) a área $\overline{A_3}$.

$$\overline{A_3} = \frac{V_i}{16f_s L_r} (1 + q)(D - q)^2 \quad (6.30)$$

A corrente média na carga é a soma das áreas $\overline{A_1}$, $\overline{A_2}$ e $\overline{A_3}$, assim tem-se (6.31).

$$I'_{oCmed} = \frac{V_i}{8 f_s L_r} (2D - D^2 - q^2) \quad (6.31)$$

Parametrizando(6.31) tem-se (6.32).

$$\boxed{\overline{I'_{oCmed}} = \frac{I'_{oCmed} 8f_s L_r}{V_i} = D(2 - D) - q^2} \quad (6.32)$$

6.4.3 Corrente Média na Carga em DCM

Na Fig. 6.14 é apresentada a corrente na carga para o modo de condução descontínuo (DCM), considerando instantânea a carga e descarga dos capacitores.

Na condução descontínua não há a etapa onde dois diodos conduzem, ou seja, não existem a 3ª e 8ª etapas, assim $I_1 = 0$.

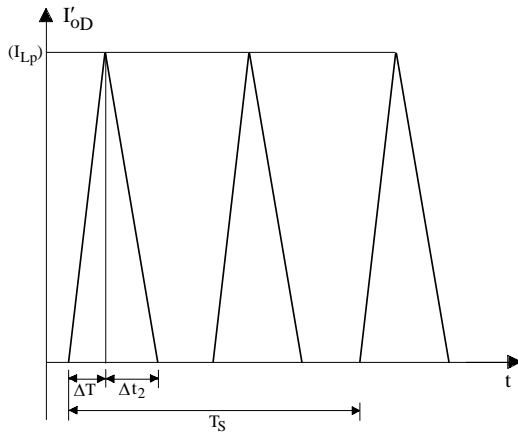


Fig. 6.14 - Corrente na carga em DCM.

Quando duas chaves estão conduzindo, tem-se (6.33).

$$V_i - V'_o = L_r \frac{di_{Lr}(t)}{dt} = \frac{L_r I_{Lp}}{\Delta T} \quad (6.33)$$

Substituindo (6.15) em (6.33) obtém-se (6.34).

$$I_{Lp} = \frac{V_i - V'_o}{L_r} \frac{DT_s}{2} \quad (6.34)$$

Quando uma chave e um diodo estão conduzindo, tem-se (6.35).

$$V'_o = -L_r \frac{di_{Lr}(t)}{dt} = -L_r \frac{-I_{Lp}}{\Delta t_2} \quad (6.35)$$

Isolando I_{Lp} chega-se à (6.36).

$$I_{Lp} = \frac{V'_o \Delta t_2}{L_r} \quad (6.36)$$

Igualando-se (6.34) e (6.36), obtém-se (6.37).

$$I_{Lp} = \frac{E \Delta t_2}{L_r} = \frac{V_i - V'_o}{L_r} \Delta T \quad (6.37)$$

Substituindo (6.15) em (6.37) tem-se a expressão (6.38) para Δt_2 .

$$\Delta t_2 = \frac{1-q}{q} \frac{D T_s}{2} \quad (6.38)$$

A corrente média na carga é dada por (6.39).

$$I'_{oDmed} = \frac{2}{T_s} \left[\frac{I_{Lp} \Delta T}{2} + \frac{I_{Lp} \Delta t_2}{2} \right] \quad (6.39)$$

Substituindo (6.38) em (6.39), tem-se em (6.40) a corrente média de saída.

$$I'_{oDmed} = \frac{1-q}{q} \frac{V_i}{L_r} \frac{D^2}{4 f_s} \quad (6.40)$$

Normalizando a equação (6.40), obtém-se (6.41).

$$\frac{I'_{oDmed}}{V_i} = \frac{I'_{oDmed} 8 L_r f_s}{V_i} = 2 D^2 \left(\frac{1-q}{q} \right) \quad (6.41)$$

Em condução descontínua, $\Delta t_{8-7} = 0$, logo se escreve (6.42).

$$\frac{\Delta t_{8-7}}{T_s} = \frac{D-q}{4} = 0 \quad (6.42)$$

Rescrevendo (6.42) tem-se (6.43).

$$D = q \quad (6.43)$$

Substituindo (6.43) em (6.41), obtém-se a equação (6.44), que representa a fronteira entre condução contínua e descontínua.

$$q^2 - q + \frac{I'_{oDmed}}{2} = 0 \quad (6.44)$$

6.4.4 Correntes de Pico, Média, e Eficaz nas Chaves em CCM

A corrente de pico nas chaves, igual à corrente de pico no indutor, é dada por (6.45)

$$\boxed{\overline{I_{S_{pico}C}(q)} = \frac{I_{S_{pico}C} 4f_s L_r}{V_i} = \overline{I_3} = (1-q)(D+q)} \quad (6.45)$$

A corrente média e a corrente eficaz nas chaves S_1 e S_3 são calculadas integrando-se a corrente no indutor na quarta etapa de operação, como mostrado nas expressões (6.46) e (6.50). A corrente média e a corrente eficaz nas chaves S_2 e S_4 são calculadas integrando-se a corrente no indutor na primeira e nona etapas de operação, como mostrado nas expressões (6.48) e (6.51).

$$I_{S_{1,3}medC}(q) = \frac{1}{T_s} \int_0^{\Delta t_{4-3}} \overline{I_3} \frac{t}{\Delta t_{4-3}} dt \quad (6.46)$$

Resolvendo a integral obtém-se (6.47).

$$\boxed{\overline{I_{S_{1,3}medC}(q)} = \frac{I_{S_{1,3}medC} 4f_s L_r}{V_i} = \frac{(1-q)(D+q)^2}{8}} \quad (6.47)$$

$$I_{S_{2,4}medC}(q) = \frac{1}{T_s} \left(\int_0^{\Delta t_{9-8}} \overline{I_3} \frac{t}{\Delta t_{9-8}} dt + \int_0^{\Delta t_{1-0}} \overline{I_3} + (\overline{I_1} - \overline{I_3}) \frac{t}{\Delta t_{1-0}} dt \right) \quad (6.48)$$

Resolvendo a integral tem-se (6.49).

$$\boxed{\overline{I_{S_{2,4}medC}(q)} = \frac{I_{S_{2,4}medC} 4f_s L_r}{V_i} = \frac{(1-q)(D+q)^2}{8} + \frac{(D-q^2)(1-D)}{2}} \quad (6.49)$$

$$I_{S_{1,3}efC}(q) = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{\Delta t_{4-3}} \left(\overline{I_3} \frac{t}{\Delta t_{4-3}} \right)^2 dt} \quad (6.50)$$

Resolvendo a integral chega-se à (6.51).

$$\overline{I_{S1,3\text{ef}C}}(q) = \frac{I_{S1,3\text{ef}C} 4f_s L_r}{V_i} = \frac{(1-q)(D+q)}{2} \sqrt{\frac{D+q}{3}} \quad (6.51)$$

$$I_{S2,4\text{ef}C}(q) = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left[\int_0^{\Delta t_{9-8}} \left(\overline{I_3} \frac{t}{\Delta t_{98}} \right)^2 dt + \int_0^{\Delta t_{1-0}} \left(\overline{I_3} + (\overline{I_1} - \overline{I_3}) \frac{t}{\Delta t_{1-0}} \right)^2 dt \right]} \quad (6.52)$$

Resolvendo a integral obtém-se (6.53).

$$\overline{I_{S2,4\text{ef}C}}(q) = \frac{I_{S2,4\text{ef}C} 4f_s L_r}{V_i} = \sqrt{\frac{(1-q)^2 (D+q)^3}{12} + \frac{2}{3} (1-D) (D-q)^2} \quad (6.53)$$

6.4.5 Correntes de Pico, Média e Eficaz nos Diodos em Anti-Paralelo com as Chaves em CCM

A corrente de pico nos diodos D₁ e D₃, igual à corrente de pico no indutor, é dada por (6.54). A corrente de pico nos diodos D₂ e D₄, igual a I₁, é dada por (6.55).

$$\overline{I_{D1,3\text{pico}C}}(q) = \frac{I_{D1,3\text{pico}C} 4f_s L_r}{V_i} = \overline{I_3} = (1-q)(D+q) \quad (6.54)$$

$$\overline{I_{D2,4\text{pico}C}}(q) = \frac{I_{D2,4\text{pico}C} 4f_s L_r}{V_i} = \overline{I_1} = (1+q)(D-q) \quad (6.55)$$

A corrente média e a corrente eficaz nos diodos D₁ e D₃ são calculadas integrando-se a corrente no indutor na primeira etapa, como mostram as expressões (6.56) e (6.60). A corrente média e a corrente eficaz nos diodos D₂ e D₄ são calculadas integrando-se a corrente no indutor na terceira etapa, como mostram as expressões (6.58) e (6.62).

$$I_{D1,3_{med}C}(q) = \frac{1}{T_s} \int_0^{\Delta t_{1-0}} \left[\bar{I}_3 + \frac{(\bar{I}_1 - \bar{I}_3)}{\Delta t_{1-0}} t \right] dt \quad (6.56)$$

Resolvendo a integral obtém-se (6.57).

$$\bar{I}_{D1,3_{med}C}(q) = \frac{I_{D1,3_{med}C} 4f_s L_r}{V_i} = \frac{(1-D)(D-q)^2}{2} + \frac{(1+q)(D-q)^2}{8} \quad (6.57)$$

$$I_{D2,4_{med}C}(q) = \frac{1}{T_s} \int_0^{\Delta t_{3-2}} \left(\bar{I}_1 - \frac{\bar{I}_1}{\Delta t_{3-2}} t \right) dt \quad (6.58)$$

Resolvendo a integral tem-se (6.58).

$$\bar{I}_{D2,4_{med}C}(q) = \frac{I_{D2,4_{med}C} 4f_s L_r}{V_i} = \frac{(1+q)(D-q)^2}{8} \quad (6.59)$$

$$I_{D1,3_{ef}C}(q) = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{\Delta t_{1-0}} \left[\bar{I}_3 + \frac{(\bar{I}_1 - \bar{I}_3)}{\Delta t_{1-0}} t \right]^2 dt} \quad (6.60)$$

Resolvendo a integral chega-se à (6.61).

$$\bar{I}_{D1,3_{ef}C}(q) = \frac{I_{D1,3_{ef}C} 4f_s L_r}{V_i} = \sqrt{\frac{(1-q^2)(D^2-q^2)(1-D)}{2} + \frac{2}{3}q^2(1-D)^3 + \frac{(1+q)^2(D-q)^3}{12}} \quad (6.61)$$

$$I_{D2,4_{ef}C}(q) = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{\Delta t_{3-2}} \left(\bar{I}_1 - \frac{\bar{I}_1}{\Delta t_{3-2}} t \right)^2 dt} \quad (6.62)$$

Resolvendo a integral tem-se (6.63).

$$\bar{I}_{D2,4_{ef}C}(q) = \frac{I_{D2,4_{ef}C} 4f_s L_r}{V_i} = \frac{(1+q)(D-q)}{2} \sqrt{\frac{D-q}{3}} \quad (6.63)$$

6.4.6 Correntes de Pico, Média e Eficaz nos Diodos Retificadores em CCM

A corrente de pico nos diodos retificadores, igual à corrente de pico no indutor, é dada por (6.64).

$$\boxed{\frac{I_{DR\ pico\ C}}{V_i} = \frac{I_{DR\ pico\ C} \ 4f_s \ L_r}{V_i} = \bar{I}_3 = (1-q)(D+q)} \quad (6.64)$$

A corrente média e a corrente eficaz nos diodos retificadores são calculadas desprezando-se as etapas ressonantes de carga e descarga dos capacitores. Assim, a corrente média e eficaz nos diodos retificadores são obtidas integrando-se a corrente no indutor na quarta, sexta e oitava etapas, como mostrado em (6.65) e (6.67).

$$I_{DR\ med\ C}(q) = \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{\Delta t_{4-3}} \bar{I}_3 \frac{t}{\Delta t_{4-3}} dt + \int_0^{\Delta t_{6-5}} \bar{I}_3 + (\bar{I}_1 - \bar{I}_3) \frac{t}{\Delta t_{6-5}} dt + \int_0^{\Delta t_{8-7}} \bar{I}_1 - \frac{I_1 t}{\Delta t_{8-7}} dt \right] \quad (6.65)$$

Resolvendo a integral tem-se (6.66).

$$\boxed{\frac{I_{DR\ med\ C}}{V_i} = \frac{I_{DR\ med\ C} \ 4f_s \ L_r}{V_i} = \frac{D(2-D) - q^2}{4}} \quad (6.66)$$

$$I_{DR\ ef\ C}(q) = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left[\int_0^{\Delta t_{4-3}} \left(\frac{\bar{I}_3 t}{\Delta t_{4-3}} \right)^2 dt + \int_0^{\Delta t_{6-5}} \left(\bar{I}_3 + (\bar{I}_1 - \bar{I}_3) \frac{t}{\Delta t_{6-5}} \right)^2 dt + \int_0^{\Delta t_{8-7}} \left(\bar{I}_1 - \frac{I_1 t}{\Delta t_{8-7}} \right)^2 dt \right]} \quad (6.67)$$

Resolvendo a integral obtém-se 97.68).

$$\boxed{\frac{I_{DR\ ef\ C}}{V_i} = \frac{I_{DR\ ef\ C} \ 4f_s \ L_r}{V_i} = \sqrt{\frac{(1-q)^2(D+q)^3}{12} + \frac{(1+q)^2(D-q)^3}{12} + \frac{(1-D)}{2} \left[(1-q^2)(D^2 - q^2) + \frac{4q^2(D-1)^2}{3} \right]}} \quad (6.68)$$

6.4.7 Correntes de Pico, Média, e Eficaz nas Chaves em DCM

A corrente de pico nas chaves, igual à corrente de pico no indutor, é dada por (6.69).

$$\overline{I_{S_{pico D}}(q)} = \frac{I_{S_{pico D}} 4f_s L_r}{V_i} = \overline{I_{LP}} = 2D(1-q) \quad (6.69)$$

A corrente média e a corrente eficaz nas chaves S_1 e S_3 são calculadas integrando-se a corrente no indutor no intervalo ΔT , como mostrado em (6.70) e (6.74), e nas chaves S_2 e S_4 integrando-se a corrente no indutor nos intervalos ΔT e Δt_2 , como mostrado em (6.72) e (6.76).

$$I_{S_{1,3 med D}}(q) = \frac{1}{T_s} \int_0^{\Delta T} \overline{I_{LP}} \frac{t}{\Delta T} dt \quad (6.70)$$

Resolvendo a integral obtém-se (6.71).

$$\overline{I_{S_{1,3 med D}}(q)} = \frac{I_{S_{1,3 med D}}(q) 4f_s L_r}{V_i} = \frac{D^2 (1-q)}{2} \quad (6.71)$$

$$I_{S_{2,4 med D}}(q) = \frac{1}{T_s} \left(\int_0^{\Delta T} \overline{I_{LP}} \frac{t}{\Delta T} dt + \int_0^{\Delta t_2} \overline{I_{LP}} - \overline{I_{LP}} \frac{t}{\Delta t_2} dt \right) \quad (6.72)$$

Resolvendo a integral tem-se (6.73).

$$\overline{I_{S_{2,4 med D}}(q)} = \frac{I_{S_{2,4 med D}} 4f_s L_r}{V_i} = \frac{D^2 (1-q)}{2q} \quad (6.73)$$

$$I_{S_{1,3 ef D}}(q) = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{\Delta T} \left(\overline{I_{LP}} \frac{t}{\Delta T} \right)^2 dt} \quad (6.74)$$

Resolvendo a integral chega-se à (6.75).

$$\overline{I_{S_{1,3 ef D}}(q)} = \frac{I_{S_{1,3 ef D}} 4f_s L_r}{V_i} = 2D(1-q) \sqrt{\frac{D}{6}} \quad (6.75)$$

$$I_{S2,4\text{ef D}}(q) = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left(\int_0^{\Delta T} \left(\overline{I_{Lp}} \frac{t}{\Delta T} \right)^2 dt + \int_0^{\Delta t_2} \left(\overline{I_{Lp}} - \overline{I_{Lp}} \frac{t}{\Delta t_2} \right)^2 dt \right)} \quad (6.76)$$

Resolvendo a integral obtém-se (6.77).

$$\overline{I_{S2,4\text{ef D}}(q)} = \frac{I_{S2,4\text{ef D}}^2 4f_s L_r}{V_i} = 2D(1-q) \sqrt{\frac{D}{6q}} \quad (6.77)$$

6.4.8 Correntes de Pico, Média e Eficaz nos Diodos em Anti-Paralelo com as Chaves em DCM

Os diodos D_2 e D_4 não conduzem no modo de condução descontínuo.

A corrente de pico nos diodos D_1 e D_3 é igual à corrente de pico no indutor, como mostra a expressão (6.78).

$$\overline{I_{D1,3\text{pico D}}(q)} = \frac{I_{D1,3\text{pico D}}^2 4f_s L_r}{V_i} = \overline{I_{Lp}} = 2D(1-q) \quad (6.78)$$

A corrente média e a corrente eficaz nos diodos D_1 e D_3 são calculadas integrando-se a corrente no indutor no intervalo Δt_2 , como mostrado em (6.79) e (6.81).

$$I_{D1,3\text{med D}}(q) = \frac{1}{T_s} \int_0^{\Delta t_2} \left(\overline{I_{Lp}} + \frac{\overline{I_{Lp}}}{\Delta t_2} t \right) dt \quad (6.79)$$

Resolvendo a integral tem-se (6.80).

$$\overline{I_{D1,3\text{med D}}(q)} = \frac{I_{D1,3\text{med D}}^2 4f_s L_r}{V_i} = \frac{D^2 (1-q)^2}{2q} \quad (6.80)$$

$$I_{D1,3\text{ef D}}(q) = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{\Delta t_2} \left(\overline{I_{Lp}} + \frac{\overline{I_{Lp}}}{\Delta t_2} t \right)^2 dt} \quad (6.81)$$

Resolvendo a integral obtém-se (6.82).

$$\overline{I_{D1,3\text{ef}D}}(q) = \frac{I_{D1,3\text{ef}D} 4f_s L_r}{V_i} = 2D(1-q) \sqrt{\frac{D(1-q)}{6q}} \quad (6.82)$$

6.4.9 Correntes de Pico, Média e Eficaz nos Diodos Retificadores em DCM

A corrente de pico nos diodos retificadores, igual à corrente de pico no indutor, é dada por (6.83).

$$\overline{I_{DR\text{pico}D}}(q) = \frac{I_{DR\text{pico}D} 4f_s L_r}{V_i} = \overline{I_{Lp}} = 2D(1-q) \quad (6.83)$$

A corrente média e a corrente eficaz nos diodos retificadores são calculadas integrando-se a corrente no indutor nos intervalos ΔT e Δt_2 , como mostrado em (6.84) e (6.88).

$$I_{DR\text{med}D}(q) = \frac{1}{T_s} \left(\int_0^{\Delta T} \overline{I_{Lp}} \frac{t}{\Delta T} dt + \int_0^{\Delta t_2} \overline{I_{Lp}} - \overline{I_{Lp}} \frac{t}{\Delta t_2} dt \right) \quad (6.84)$$

Resolvendo a integral chega-se à (6.85).

$$\overline{I_{DR\text{med}D}}(q) = \frac{I_{DR\text{med}D} 4f_s L_r}{V_i} = \frac{D^2(1-q)}{2q} \quad (6.85)$$

$$I_{DR\text{ef}D}(q) = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left[\int_0^{\Delta T} \left(\overline{I_{Lp}} \frac{t}{\Delta T} \right)^2 dt + \int_0^{\Delta t_2} \left(\overline{I_{Lp}} - \overline{I_{Lp}} \frac{t}{\Delta t_2} \right)^2 dt \right]} \quad (6.86)$$

Resolvendo a integral tem-se (6.87).

$$\overline{I_{DR\text{ef}D}}(q) = \frac{I_{DR\text{ef}D} 4f_s L_r}{V_i} = 2D(1-q) \sqrt{\frac{D}{6q}} \quad (6.87)$$

6.5 REPRESENTAÇÃO GRÁFICA DOS RESULTADOS DA ANÁLISE

6.5.1 Característica de Saída

A característica de saída para o modo de condução contínua (6.32) e descontínua (6.41) é apresentada na Fig. 6.15. Observa-se que também foi traçada a curva limite entre os dois modos de condução (equação 6.44). Quanto menor o ganho estático q , maior a faixa de variação de carga em que o conversor continua em CCM

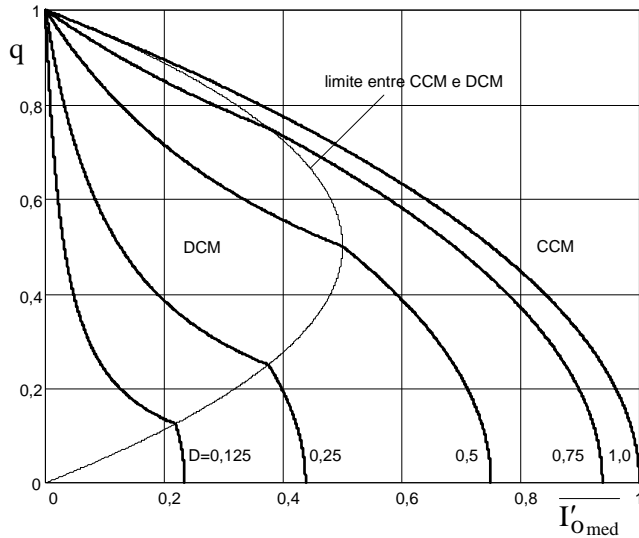


Fig. 6.15 – Característica de saída.

6.5.2 Esforços nos Semicondutores em CCM

Os ábacos de corrente média e eficaz nas chaves, e corrente média nos diodos em anti-paralelo com as chaves e diodos retificadores, para o modo de condução contínuo são traçados nesta seção, nas Figs. 6.16 à 6.22. Todas as correntes estão parametrizadas em função da relação $(4f_s L_r/V_i)$.

6.5.3 Esforços nos Semicondutores em DCM

Os ábacos de corrente média e eficaz nas chaves, e corrente média nos diodos em anti-paralelo com as chaves e diodos retificadores, para o modo de condução descontínuo são traçados nesta seção nas Figs. 6.23 à 6.27. Todas as corrente estão parametrizadas em função da relação $(4f_s L_r/V_i)$.

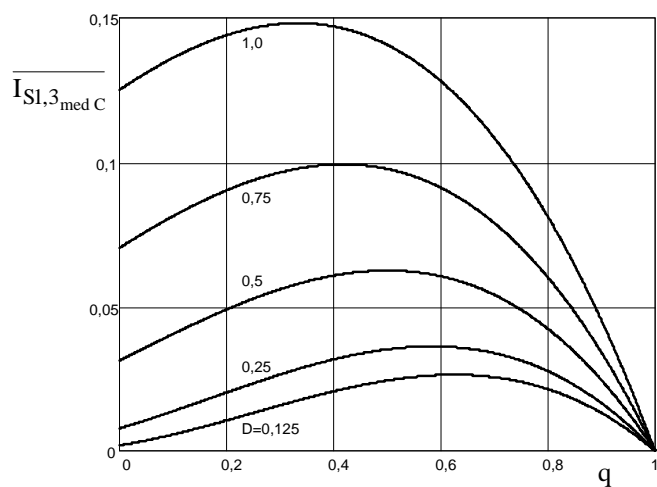


Fig. 6.16 – Corrente média parametrizada nas chaves S_1 e S_3 , em CCM, em função do ganho estático q , tendo D como parâmetro.

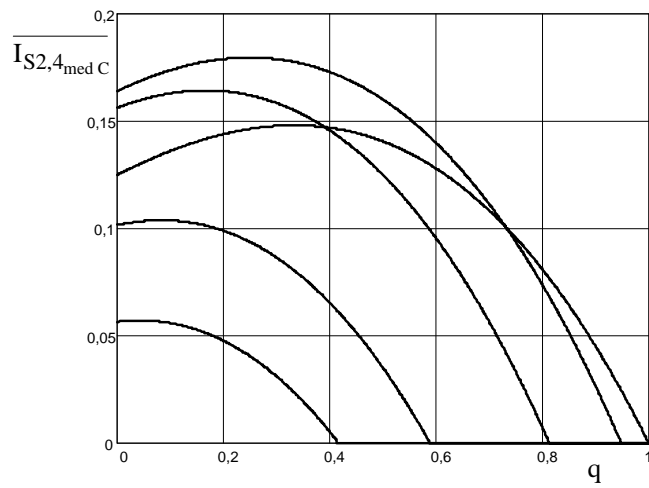


Fig. 6.17 – Corrente média parametrizada nas chaves S_2 e S_4 , em CCM, em função do ganho estático q , tendo D como parâmetro.

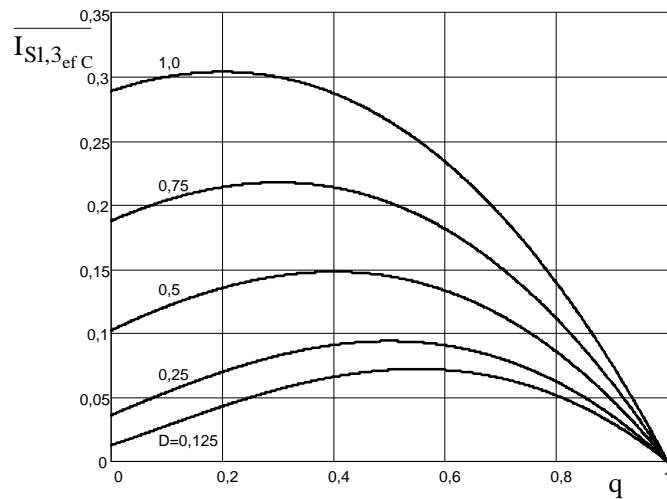


Fig. 6.18 – Corrente eficaz parametrizada nas chaves S_1 e S_3 , em CCM, em função do ganho estático q , tendo D como parâmetro.

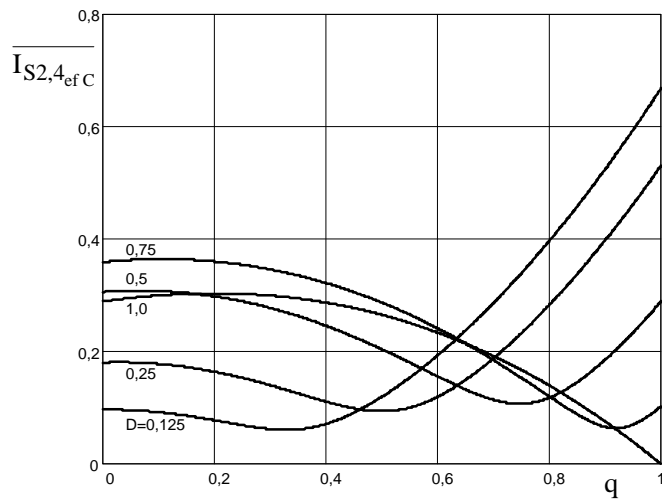


Fig. 6.19 – Corrente eficaz parametrizada nas chaves S_2 e S_4 , em CCM, em função do ganho estático q , tendo D como parâmetro.

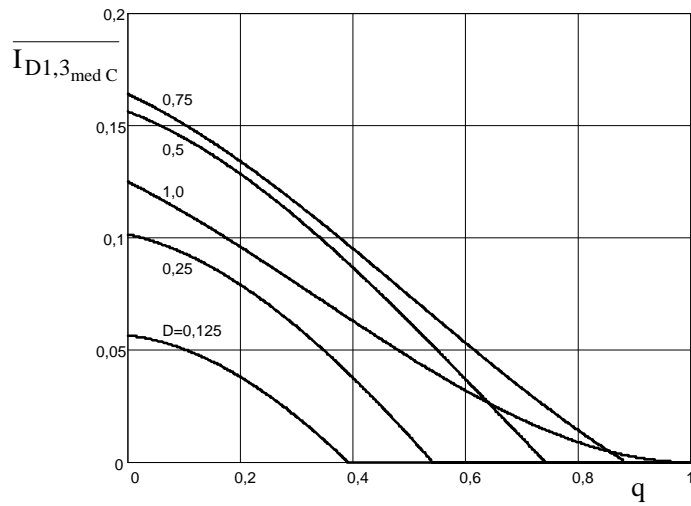


Fig. 6.20 – Corrente média parametrizada nos diodos D_1 e D_3 , em CCM, em função do ganho estático q , tendo D como parâmetro.

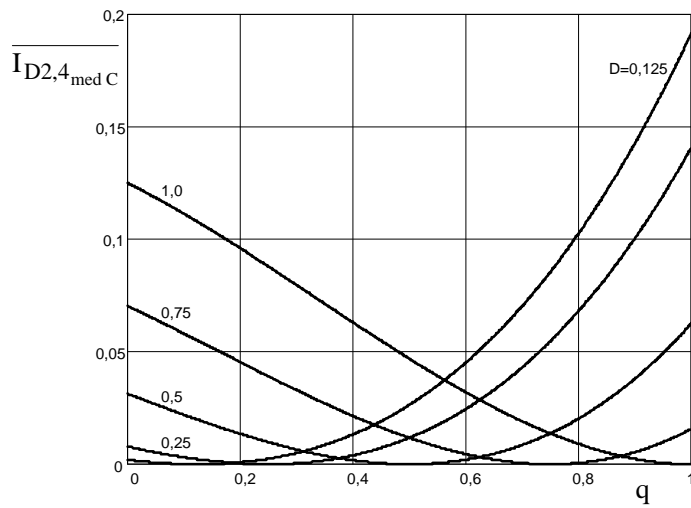


Fig. 6.21 – Corrente média parametrizada nos diodos D_2 e D_4 , em CCM, em função do ganho estático q , tendo D como parâmetro.

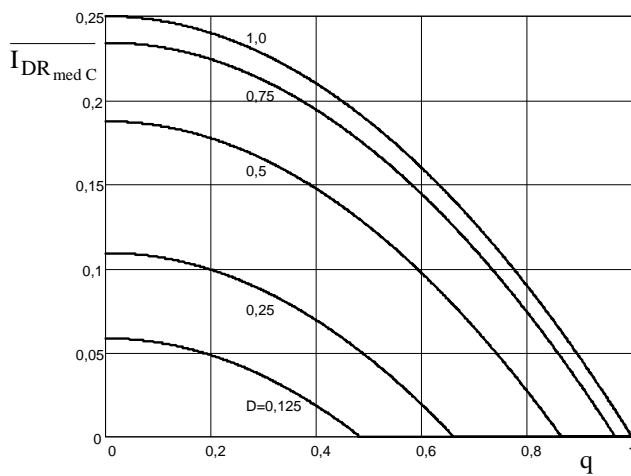


Fig. 6.22 – Corrente média nos diodos retificadores, em CCM, em função do ganho estático q , tendo D como parâmetro.

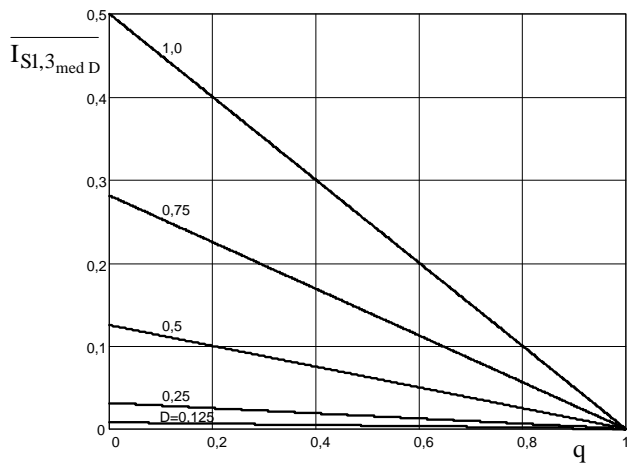


Fig. 6.23 – Corrente média nas chaves S_1 e S_3 , em DCM, em função do ganho estático q , tendo D como parâmetro.

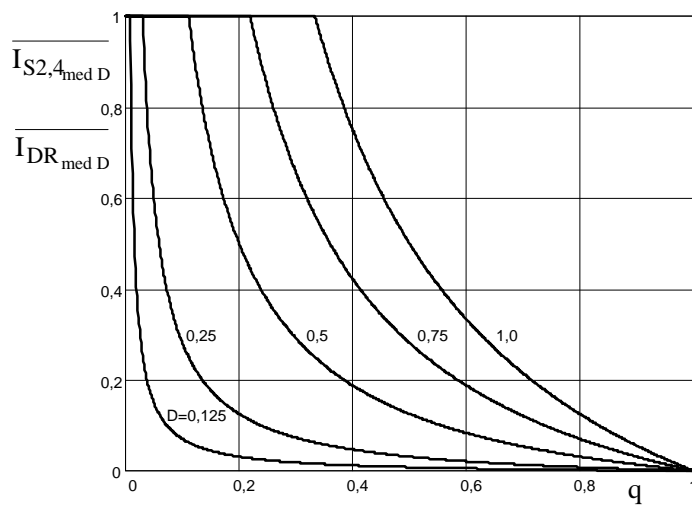


Fig. 6.24 – Corrente média nas chaves S_2 e S_4 , e nos diodos retificadores, em DCM, em função do ganho estático q , tendo D como parâmetro.

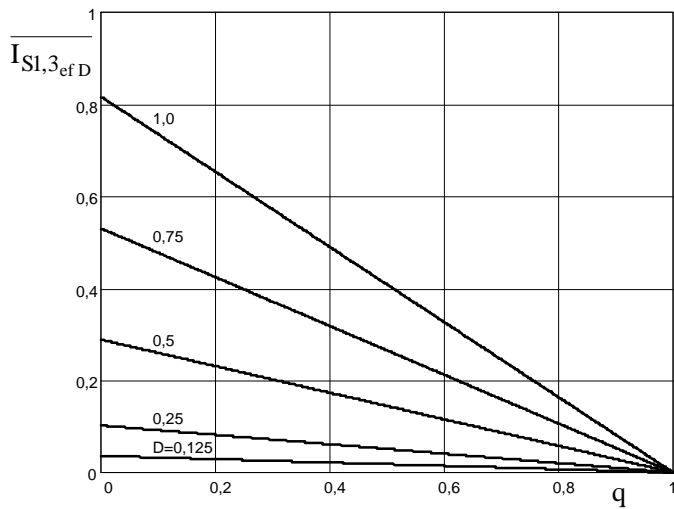


Fig. 6.25 – Ganho estático q em função da corrente eficaz nas chaves S_1 e S_3 , em DCM, tendo D como parâmetro.

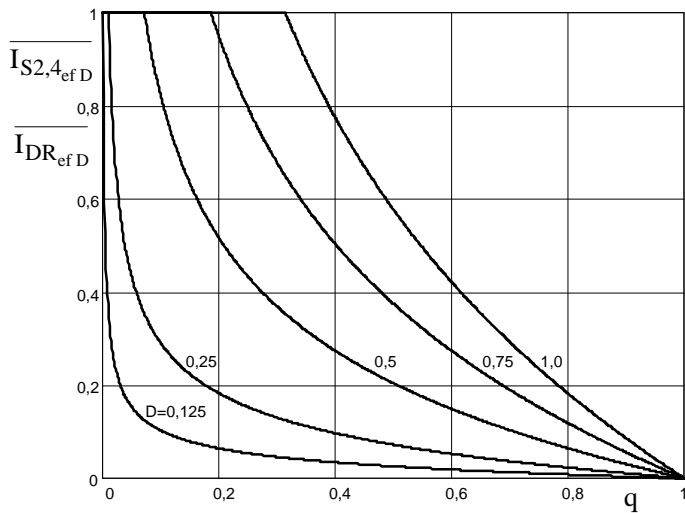


Fig. 6.26 – Corrente eficaz nas chaves S_2 e S_4 , e nos diodos retificadores, em DCM, em função do ganho estático q , tendo D como parâmetro.

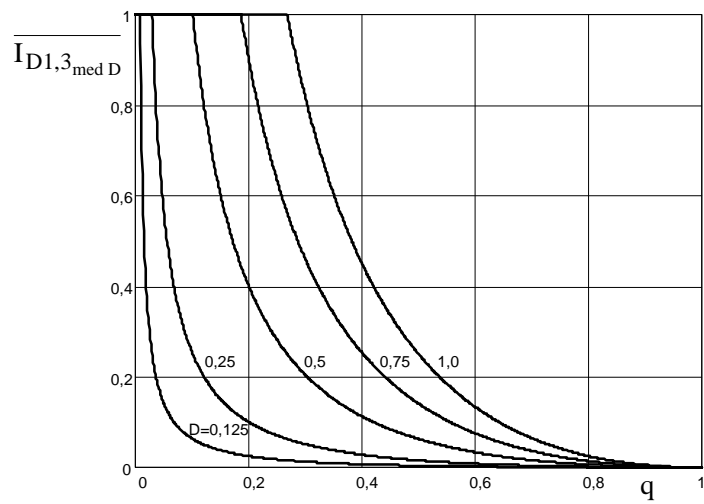


Fig. 6.27 – Corrente média nos diodos D_1 e D_3 , em DCM, em função do ganho estático q , tendo D como parâmetro.

6.6 CORRENTE DE COMUTAÇÃO

Define-se como corrente de comutação a corrente que realizará a carga e descarga dos capacitores em paralelo com as chaves durante a comutação. Observando-se as etapas de funcionamento verifica-se que as chaves S_1 e S_3 irão comutar com a corrente I_3 e as chaves S_2 e S_4 com a corrente I_1 , no modo de condução contínuo. No modo de condução descontínuo as chaves S_1 e S_3 irão comutar com a corrente I_{Lp} , e as chaves S_2 e S_4 terão uma comutação dissipativa. Para obter-se sempre comutação sob tensão nula em todas as chaves é necessário que o conversor opere sempre na região de condução contínua, o que implica que para grandes variações de carga o conversor deve ser projetado para operar com um ganho estático pequeno.

Na Fig. 6.28 foi traçada a corrente de comutação das chaves, em função do ganho estático q , tendo a razão cíclica D como parâmetro para CCM, e na Fig. 6.29 para DCM. Nestas figuras fica evidente que para um determinado valor de ganho estático q , a medida que a razão cíclica diminui as correntes de comutação também diminuem, sendo que a comutação mais crítica ocorre nas chaves S_2 e S_4 , uma vez que em CCM I_1 atinge valores menores que I_3 , e em DCM a comutação nestas chaves é dissipativa.

Quanto menor a corrente de comutação mais demorada será a carga e descarga dos capacitores em paralelo com as chaves, sendo que em algumas situações, mesmo em CCM, a corrente de comutação pode ser tão pequena que não conseguirá realizar a carga e descarga destes capacitores, não havendo mais comutação suave nas chaves. Portanto, estes capacitores devem ser projetados de modo a garantir a comutação suave em toda a faixa de variação de carga, ou ainda tolerar uma comutação dissipativa para cargas baixas, uma vez que as perdas em condução nas chaves serão pequenas.

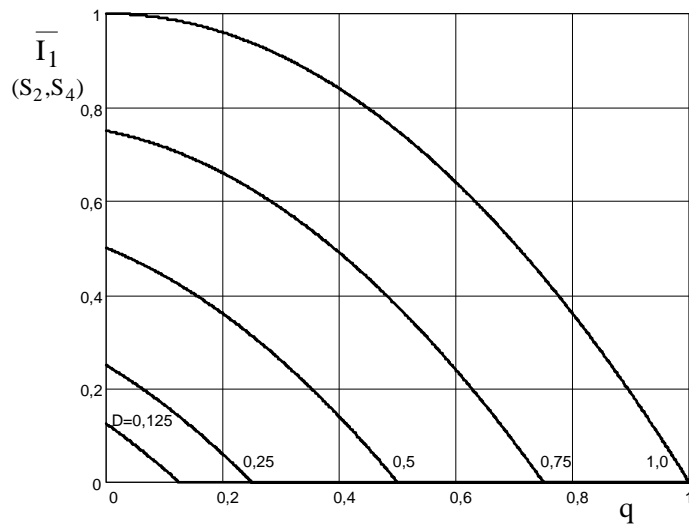
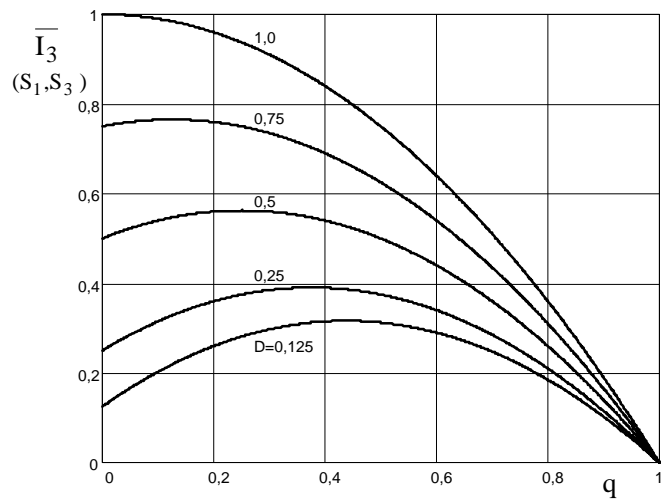


Fig. 6.28 – Corrente de comutação nas chaves, em CCM, em função do ganho estático q , tendo a razão cíclica D como parâmetro.

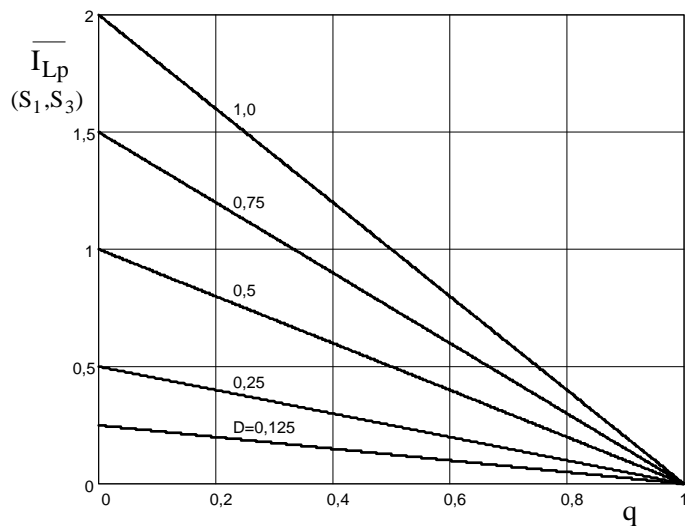


Fig. 6.29 – Corrente de comutação nas chaves S_1 e S_2 , em DCM, em função do ganho estático q , tendo a razão cíclica D como parâmetro.

6.7 METODOLOGIA E EXEMPLO DE PROJETO

Nesta seção será apresentada uma metodologia e exemplo de projeto do conversor estudado, empregando os ábacos e expressões apresentados nas seções anteriores.

Sejam as seguintes especificações:

$$V_i = 400V$$

$$V_o = 50V$$

$$I_o = 10A$$

$$f_s = 40 \times 10^3 \text{ Hz}$$

$$P_o = 500W$$

Escolhe-se um valor baixo de “ q ” para evitar ao máximo a região de condução descontínua. Escolheu-se $q = 0,4$

Assim:

$$V'_o = V_i q = 400 \times 0,4 = 160V$$

Calcula-se então a relação de transformação n:

$$n = \frac{V'_o}{V_o} = \frac{160}{50} = 3,2$$

A corrente média na fonte E é calculada como segue.

$$I'_{o_{med}} = \frac{I_o}{n} = \frac{10}{3,2}$$

$$I'_{o_{med}} = 3,125A$$

A. Operação em Condução Contínua

Supondo que para carga máxima, $D_{max} = 1$, obtém-se:

$$\overline{I'_{o_{med_{max}}}} = D_{max} (2 - D_{max}) - q^2 = 1 \times (2 - 1) \times 0,4^2$$

$$\overline{I'_{o_{med_{max}}}} = 0,84A$$

Como:

$$\overline{I'_{o_{med_{max}}}} = \frac{I'_{o_{med_{max}}} 8 f_s L_r}{V_i}$$

Obtém-se então o valor da indutância L_r , como segue.

$$L_r = \frac{0,84 \times 400}{3,125 \times 8 \times 40 \times 10^3}$$

$$L_r = 336 \times 10^{-6} H$$

As condições iniciais, os intervalos de duração das etapas e os esforços nos semicondutores são então calculados de acordo com as expressões apresentadas na seção 6.4.

$$I_1 = 6,25A \quad I_3 = 6,25A \quad \Delta T = 12,5 \times 10^{-6} s$$

$$\Delta t_{1-0} = 0 \quad \Delta t_{3-2} = 3,75 \times 10^{-6} s \quad \Delta t_{4-3} = 8,75 \times 10^{-6} s$$

$$I_{SI,3_{pico}} = 6,25A \quad I_{SI,3_{med}} = 1,094A \quad I_{SI,3_{ef}} = 2,135A$$

$$\begin{array}{lll}
I_{S2,4\text{pico}} = 6,25\text{A} & I_{S2,4\text{med}} = 1,094\text{A} & I_{S2,4\text{ef}} = 2,135\text{A} \\
I_{D1,3\text{pico}} = 6,25\text{A} & I_{D1,3\text{med}} = 0,469\text{A} & I_{D1,3\text{ef}} = 1,398\text{A} \\
I_{D2,4\text{pico}} = 6,25\text{A} & I_{D2,4\text{med}} = 0,469\text{A} & I_{D2,4\text{ef}} = 1,398\text{A} \\
I_{DR\text{pico}} = 6,25\text{A} & I_{DR\text{med}} = 1,563\text{A} & I_{DR\text{ef}} = 3,548\text{A}
\end{array}$$

B. Operação em Condução Crítica

Para garantir a operação no limite da condução contínua, é necessário determinar a razão cíclica crítica. Esta é definida por:

$$D_{\text{crit}} = q = 0,4$$

Com o valor da razão cíclica crítica calcula-se o valor da corrente média parametrizada na fonte E.

$$\overline{I'_{o\text{medmin}}} = D_{\text{crit}} (2 - D_{\text{crit}}) - q^2 = 0,4 \times (2 - 0,4) - 0,4^2$$

$$\overline{I'_{o\text{medmin}}} = 0,48$$

Adota-se $\overline{I'_{o\text{medmin}}} = 0,5$, assim:

$$D_{\text{crit}} = 0,417$$

Portanto:

$$I'_{o\text{medmin}} = \frac{\overline{I'_{o\text{medmin}}} V_i}{8 f_s L_r} = \frac{0,5 \times 400}{8 \times 40 \times 10^3 \times 336 \times 10^{-6}}$$

$$I'_{o\text{medmin}} = 1,86\text{A}$$

$$I'_{o\text{min}} = I'_{o\text{medmin}} n = 1,86 \times 3,2 = 5,95\text{A}$$

Isto resulta em uma potência mínima de 297,5W.

Definindo-se o tempo (Δt) necessário para carga e descarga dos capacitores e calculando-se o valor da corrente I_1 para a condução crítica (D_{crit}), obtém-se o valor dos capacitores.

$$\Delta t = 1 \times 10^{-6} \text{ s}$$

$$I_{1\min} = \frac{\overline{I_{1\min}} V_i}{4f_s L_r} = \frac{(1+q)(D_{\text{crit}} - q)V_i}{4f_s L_r} = \frac{(1+0,4) \times (0,417 - 0,4) \times 400}{4 \times 40 \times 10^3 \times 336 \times 10^{-6}}$$

$$I_{1\min} = 0,1771 \text{ A}$$

$$C_{1,2,3,4} = \frac{\Delta t_{L\min}}{2 V_i} = \frac{1 \times 10^{-6} \times 0,1771}{2 \times 400} = 222 \times 10^{-12} \text{ F}$$

C. Operação em Condução Descontínua

Para uma potência mínima de 50W, tem-se:

$$I_o = 1 \text{ A}$$

$$I'_{o\text{medD}} = \frac{I_o}{n} = \frac{1}{3,2} = 0,3125 \text{ A}$$

Assim:

$$\overline{I'_{o\text{medD}}} = \frac{I'_{o\text{medD}} 8f_s L_r}{V_i} = \frac{0,3125 \times 8 \times 40 \times 10^3 \times 336 \times 10^{-6}}{400}$$

$$\overline{I'_{o\text{medD}}} = 0,084 \text{ A}$$

Este valor $\overline{I'_{o\text{medD}}}$ corresponde a uma razão cíclica de:

$$D_{\min} = 0,167$$

As condições iniciais, os intervalos de duração das etapas e os esforços nos semicondutores são então calculados de acordo com as expressões apresentadas na seção 6.4.

$$I_{Lp} = 1,491 \text{ A} \quad \Delta T = 2,087 \times 10^{-6} \text{ s} \quad \Delta t_2 = 3,544 \times 10^{-6} \text{ s}$$

$$I_{S1,3\text{pico}} = 1,491 \text{ A} \quad I_{S1,3\text{med}} = 0,062 \text{ A} \quad I_{S1,3\text{ef}} = 0,249 \text{ A}$$

$I_{S2,4_{pico}} = 1,491A$	$I_{S2,4_{med}} = 0,156A$	$I_{S2,4_{ef}} = 0,393A$
$I_{D1,3_{pico}} = 1,491A$	$I_{D1,3_{med}} = 0,093A$	$I_{D1,3_{ef}} = 0,305A$
$I_{D2,4_{pico}} = 0A$	$I_{D2,4_{med}} = 0A$	$I_{D2,4_{ef}} = 0A$
$I_{DR_{pico}} = 1,491A$	$I_{DR_{med}} = 0,156A$	$I_{DR_{ef}} = 0,393A$

6.8 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

O programa de simulação utilizado foi o PROSCES. Os interruptores são modelados por uma resistência binária. Definiu-se uma resistência de condução de $0,1\Omega$, e a de bloqueio de $1M\Omega$.

O circuito simulado é apresentado na Fig. 6.30.

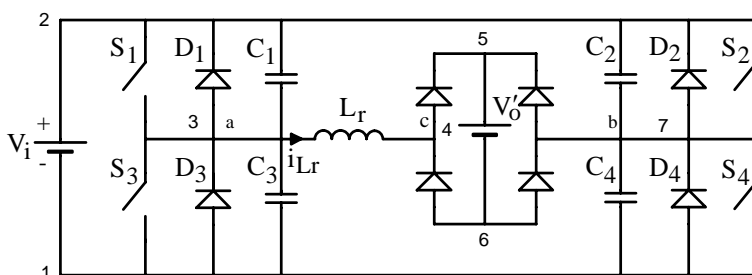


Fig. 6.30 - Circuito simulado.

6.8.1 Operação com Potência Nominal

A listagem do arquivo de dados simulado, para potência nominal, é apresentada a seguir.

```
v.1 2 1 400 0 0
v.2 5 6 160 0 0
c.1 2 3 222p 0
c.2 2 7 222p 0
c.3 3 1 222p 0
c.4 7 1 2220 0
t.1 2 3 0.1 1M 40k 0 0 1 1u 12.5u
t.2 2 7 0.1 1M 40k 0 0 1 13.5u 25u
```

```

t.3 3 1 0.1 1M 40k 0 0 1 13.5u 25u
t.4 7 1 0.1 1M 40k 0 0 1 1u 12.5u
d.1 3 2 0.1 1M
d.2 7 2 0.1 1M
d.3 1 3 0.1 1M
d.4 1 7 0.1 1M
d.5 4 5 0.1 1M
d.6 7 5 0.1 1M
d.7 6 4 0.1 1M
d.8 6 7 0.1 1M
lr.1 3 4 336u 0
.simulacao 0 1m 0 0 1

```

Nas Fig. 6.31 a 6.33 apresenta-se os resultados de simulação para carga nominal, ou seja, razão cíclica unitária. Verifica-se na Fig. 6.31 (b) que a corrente I_1 é igual a corrente I_3 . Nas Fig. 6.32 e 6.33 observa-se que comutação nos dois braços do inversor em ponte completa é suave (comutação sob tensão nula).

Na tabela I são apresentadas algumas grandezas calculadas o obtidas por simulação. As diferenças entre os valores calculados e os obtidos por simulação deve-se às perdas nas resistências equivalentes dos semicondutores.

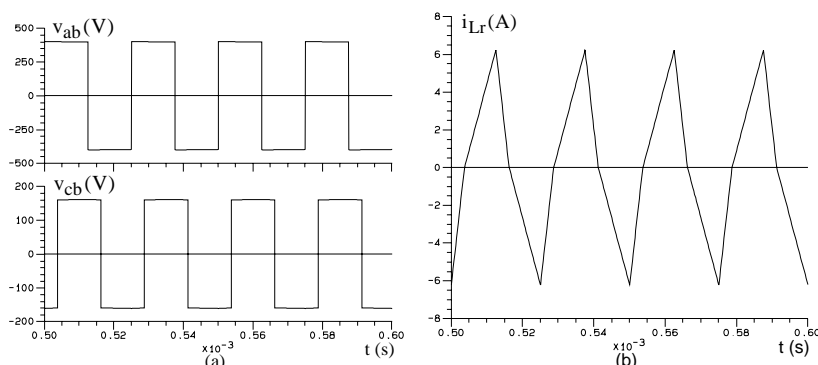


Fig. 6.31 – (a) Tensões v_{ab} e v_{cb} e (b) corrente no indutor em CCM.

Tabela I

	Calculado	Simulado
I'_{oC} (A)	3,125	3,072
I_1 (A)	6,25	6,21
I_3 (A)	6,25	6,21
$I_{S1,3_{med}}$ (A)	1,094	1,057
$I_{S1,3_{ef}}$ (A)	2,135	2,081
$I_{S1,3_{pico}}$ (A)	6,25	6,21
$I_{S2,4_{med}}$ (A)	1,094	1,04
$I_{S2,4_{ef}}$ (A)	2,135	2,08
$I_{S2,4_{pico}}$ (A)	6,25	6,21
$I_{D1,3_{med}}$ (A)	0,469	0,492
$I_{D1,3_{ef}}$ (A)	1,398	1,398
$I_{D1,3_{pico}}$ (A)	6,25	5,78
$I_{D2,4_{med}}$ (A)	0,469	0,41
$I_{D2,4_{med}}$ (A)	1,398	1,276
$I_{D2,4_{ef}}$ (A)	6,25	5,78
$I_{D2,4_{pico}}$ (A)	1,563	1,571
$I_{DR_{med}}$ (A)	3,548	2,55
$I_{DR_{ef}}$ (A)	6,25	6,21
$I_{DR_{pico}}$ (A)	500	491,52
P_o (W)		

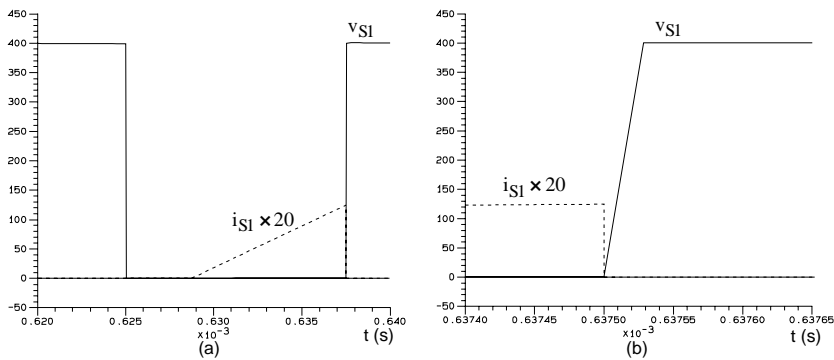


Fig. 6.32 - Detalhe da entrada em condução (a) e bloqueio (b) da chave S_1 em CCM.

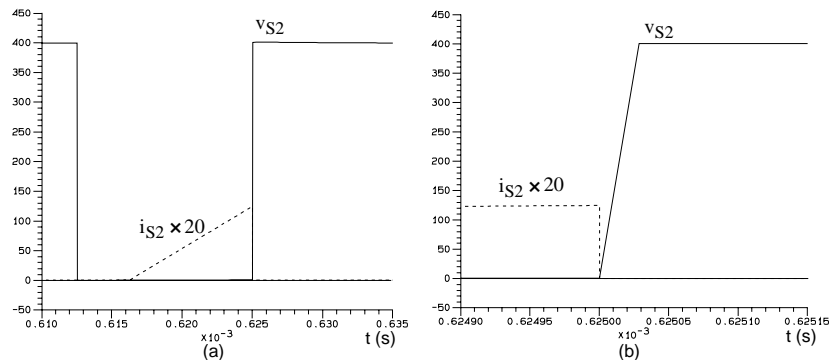


Fig. 6.33 - Detalhe da entrada em condução (a) e do bloqueio (b) de S_2 em CCM.

6.8.2 Operação com Potência Mínima

A listagem do arquivo de dados simulado, para potência mínima, é apresentada a seguir.

```
v.1 2 1 400 0 0
v.2 5 6 160 0 0
c.1 2 3 222p 0
c.2 2 7 222p 0
c.3 3 1 222p 0
c.4 7 1 2220 0
t.1 2 3 0.1 1M 40k 0 0 1 1u 12.5u
```

```

t.2 2 7 0.1 1M 40k 0 0 1 13.5u 25u
t.3 3 1 0.1 1M 40k 0 0 1 22.913u 9.413u
t.4 7 1 0.1 1M 40k 0 0 1 10.413u 21.913u
d.1 3 2 0.1 1M
d.2 7 2 0.1 1M
d.3 1 3 0.1 1M
d.4 1 7 0.1 1M
d.5 4 5 0.1 1M
d.6 7 5 0.1 1M
d.7 6 4 0.1 1M
d.8 6 7 0.1 1M
lr.1 3 4 336u 0
.simulacao 0 1m 0 0 1

```

Nas Fig. 6.34 a 6.36 tem-se os resultados de simulação para carga mínima. O conversor está em condução descontínua (Fig. 6.34 (b)), e a comutação nas chaves S_2 e S_4 é dissipativa (Fig. 6.36). Na tabela II são apresentadas algumas grandezas calculadas e obtidas por simulação.

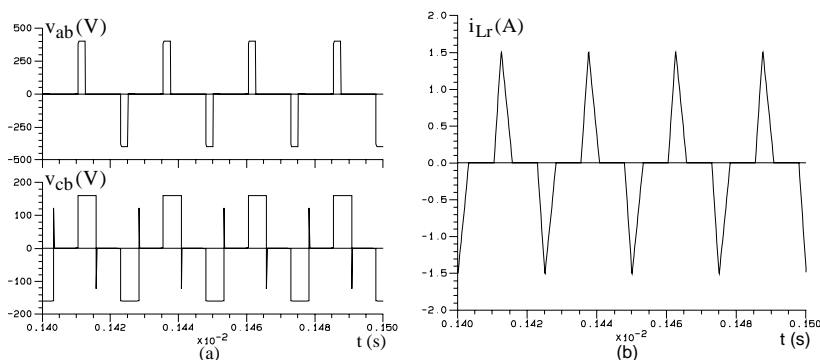


Fig. 6.34 – (a) Tensões v_{ab} e v_{cb} e (b) corrente no indutor em DCM.

Tabela II

	Calculado	Simulado
I'_{oD} (A)	0,311	0,327
I_{Lp} (A)	1,491	1,502
$I_{S1,3_{med}}$ (A)	0,062	0,0626
$I_{S1,3_{ef}}$ (A)	0,242	0,249
$I_{S1,3_{pico}}$ (A)	1,491	1,49
$I_{D1,3_{med}}$ (A)	0,093	0,088
$I_{D1,3_{ef}}$ (A)	0,305	0,29
$I_{D1,3_{pico}}$ (A)	1,491	1,381
$I_{DR_{med}}$ (A)	0,156	0,163
$I_{DR_{ef}}$ (A)	0,393	0,409
$I_{DR_{pico}}$ (A)	1,491	1,501
P_o (W)	49,76	52,32

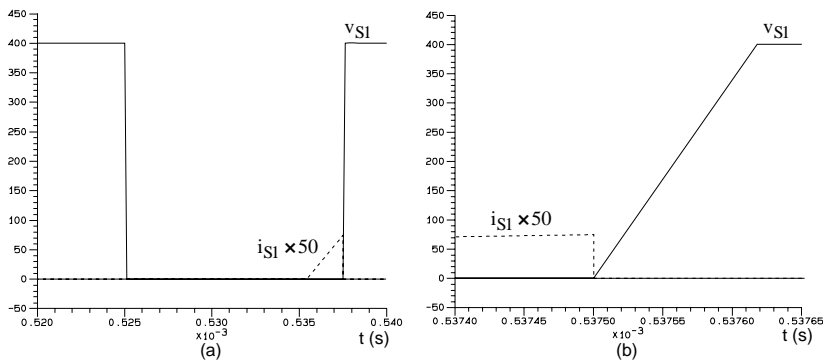


Fig. 6.35 - Detalhe da entrada em condução (a) e bloqueio (b) da chave S_1 em DCM.

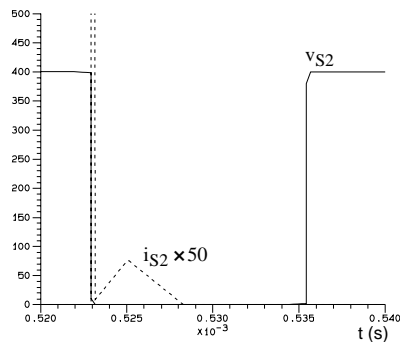


Fig. 6.36 - Detalhe da comutação da chave S_2 em DCM.

Uma alternativa para solucionar o problema da comutação dissipativa nas chaves S_2 e S_4 para baixas cargas, ou mesmo para o conversor operando no modo de condução descontínua, é a utilização de um circuito auxiliar de comutação, como mostrado na Fig. 6.37. Este é composto basicamente pelo indutor L_a que fornecerá a corrente necessária para a carga e descarga dos capacitores C_2 e C_4 . Entretanto o indutor auxiliar de comutação representa um aumento na energia reativa que circula no conversor, aumentando as perdas por condução nos semicondutores.

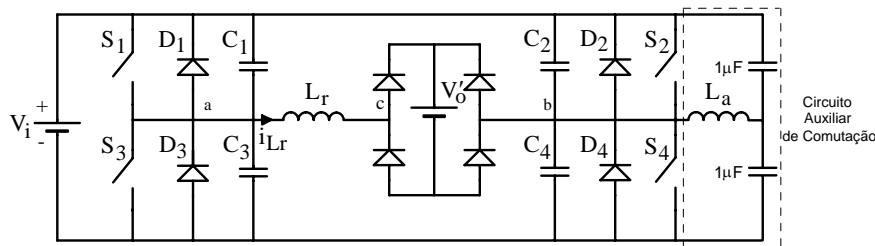


Fig. 6.37 - Conversor em ponte completa, não ressonante, com comutação sob tensão nula, modulado por largura de pulso, com circuito auxiliar de comutação.

Cálculo da Indutância Auxiliar

Supondo que a carga e descarga dos capacitores C_2 e C_4 ocorra em 500ns. Escolheu-se um valor menor do que anteriormente suposto (1×10^{-6} s) para que se tenha uma margem de segurança.

$$I_{L_a \text{ pico}} \geq \frac{(C_2 + C_4) V_i}{\Delta t_{\max}} \geq \frac{444 \times 10^{-12} \times 400}{500 \times 10^{-9}} \geq 0,36 \text{ A}$$

$$L_a \geq \frac{V_i}{8 f_s I_{L_a \text{ pico}}} = \frac{400}{8 \times 40 \times 10^3 \times 0,36} = 3,5 \times 10^{-3} \text{ H}$$

Adotou-se:

$$L_a = 4 \times 10^{-3} \text{ H}$$

Nas Fig. 6.38 a 6.40 apresenta-se os resultados de simulação para carga mínima, com circuito auxiliar de comutação. Como se observa na Fig. 6.41, a comutação na chave S_2 é suave, uma vez que o indutor L_a fornece a corrente para a carga e descarga dos capacitores C_2 e C_4 , como mostrado na Fig. 6.39.

Na tabela III verifica-se o aumento das perdas nos semicondutores devido ao circuito auxiliar de comutação.

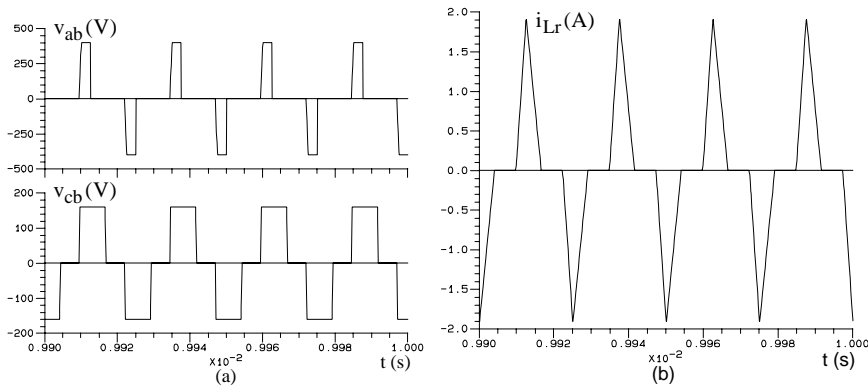


Fig. 6.38 – (a) Tensões v_{ab} e v_{cb} e (b) corrente no indutor em DCM, com circuito auxiliar de comutação.

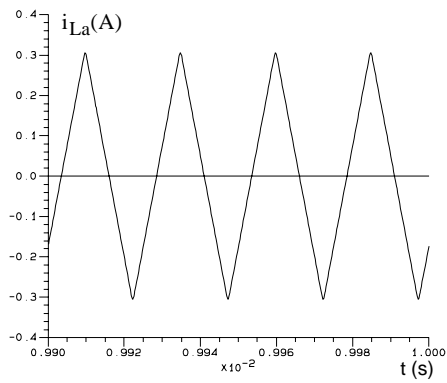


Fig. 6.39 - Corrente no indutor auxiliar de comutação.

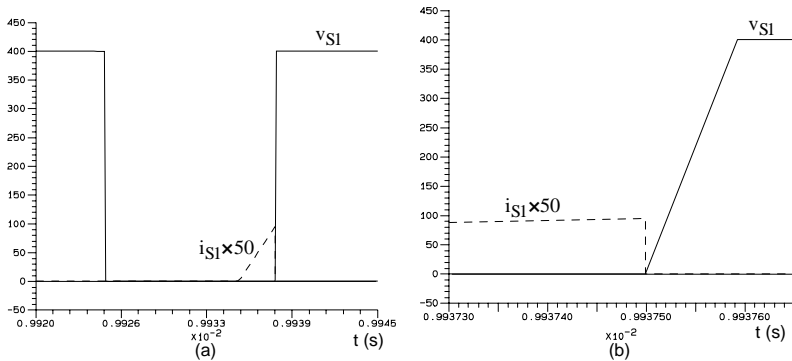


Fig. 6.40 - Detalhe da entrada em condução (a) e bloqueio (b) da chave S_1 , em DCM, com circuito auxiliar de comutação.

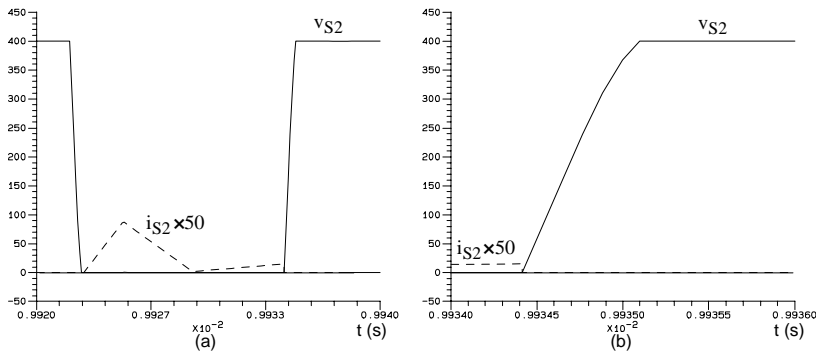


Fig. 6.41 - Detalhe da entrada em condução (a) e bloqueio (b) da chave S_2 , em DCM, com circuito auxiliar de comutação.

Tabela III

	Calculado	Simulado
$I'_{oD\text{med}} (A)$	0,311	0,52
$I_{Lp}(A)$	1,491	1,91
$I_{S1,3\text{med}} (A)$	0,062	0,1
$I_{S1,3\text{ef}} (A)$	0,242	0,36
$I_{S1,3\text{pico}} (A)$	1,491	1,89
$I_{S2,4\text{med}} (A)$	0,156	0,27
$I_{S2,4\text{ef}} (A)$	0,393	0,52
$I_{S2,4\text{pico}} (A)$	1,491	1,74
$I_{D1,3\text{med}} (A)$	0,093	0,145
$I_{D1,3\text{ef}} (A)$	0,305	0,42
$I_{D1,3\text{pico}} (A)$	1,491	1,79
$I_{DR\text{med}} (A)$	0,156	0,26
$I_{DR\text{ef}} (A)$	0,393	0,58
$I_{DR\text{pico}} (A)$	1,491	1,91