

CAPÍTULO IV

CONVERSOR SÉRIE RESSONANTE COM GRAMPEAMENTO DA TENSÃO DO CAPACITOR RESSONANTE, MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO E COMUTAÇÃO SOB CORRENTE NULA (ZCS)

4.1 INTRODUÇÃO

O conversor série ressonante estudado no Capítulo III, tinha como características comutação suave e grampeamento da tensão no capacitor. Porém devido à circulação de energia reativa proveniente do circuito ressonante, as perdas em condução eram grandes. Além disso, a característica mais indesejável, que é a modulação em frequência, não foi eliminada. Como a potência de saída é proporcional à frequência, para valores fixos das tensões de entrada e de saída, uma variação de potência de 10% a 100% equivale a uma variação na frequência de chaveamento de 10% a 100%, o que é inaceitável devido ao ruído audível.

Neste capítulo é estudado o conversor série ressonante com grampeamento da tensão do capacitor ressonante operando com frequência de chaveamento constante (controle PWM - modulação por largura de pulso) e comutação sob corrente nula. O controle da potência transferida para a carga é feito através da variação da razão cíclica D , correspondente ao tempo de condução das chaves S_3 e S_4 , como mostrado na Fig. 4.1. Desta forma, consegue-se um controle de potência com frequência de chaveamento constante, que tem como vantagem a otimização dos componentes magnéticos. Este conversor opera em condução descontínua de corrente. Os esforços de corrente nos

semicondutores ainda são elevados devido à operação em condução descontínua (valores de pico de corrente elevados).

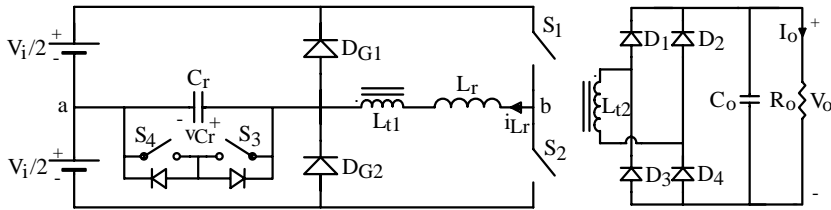


Fig. 4.1 - Conversor série ressonante com grampeamento da tensão do capacitor ressonante, modulação por largura de pulso e comutação sob corrente nula.

4.2 ETAPAS DE FUNCIONAMENTO

Para facilitar 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 ideal, cujo valor é igual ao valor da tensão de carga. O conversor está referido ao lado primário do transformador, a tensão induzida no primário é denominada V'_o e a corrente no primário I'_o .

1ª Etapa (t_0, t_1)

A primeira etapa de funcionamento está representada na Fig. 4.2. No instante t_0 , a tensão no capacitor ressonante é negativa, e a chave S_1 é comandada a conduzir. A tensão e corrente no capacitor e indutor evoluem de forma ressonante. Esta etapa termina quando no instante t_1 a tensão no capacitor ressonante atinge zero.

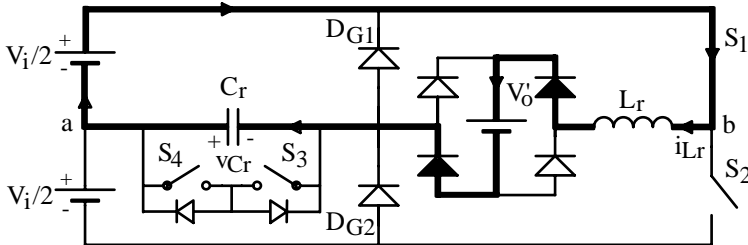


Fig. 4.2 - Primeira etapa.

2ª Etapa (t_1, t_2)

No instante t_1 , quando a tensão no capacitor ressonante atinge zero, a chave S_3 entra em condução sob tensão nula, e a corrente no indutor ressonante cresce linearmente. A duração desta etapa controla a potência transferida para a carga. Na Fig. 4.3 tem-se esta etapa.

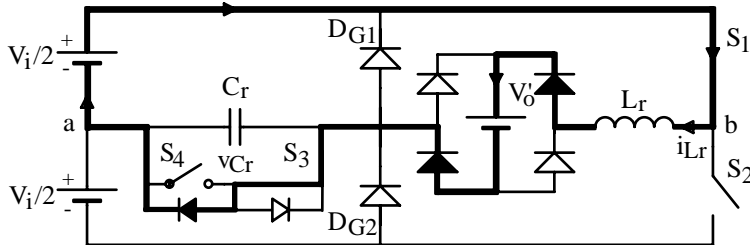


Fig. 4.3 - Segunda etapa.

3ª Etapa (t_2, t_3)

No instante t_2 a chave S_3 é bloqueada sob tensão nula, como mostrado na Fig. 4.4. Durante esta etapa a tensão no capacitor e corrente no indutor evoluem de forma ressonante. A frequência de ressonância deve ser maior que a frequência de chaveamento, de maneira que as etapas ressonantes apenas proporcionem a comutação suave nos interruptores, interferindo o mínimo possível na transferência de potência para a carga. Esta etapa termina no instante t_3 , quando a tensão no capacitor ressonante atinge a tensão $V_i/2$.

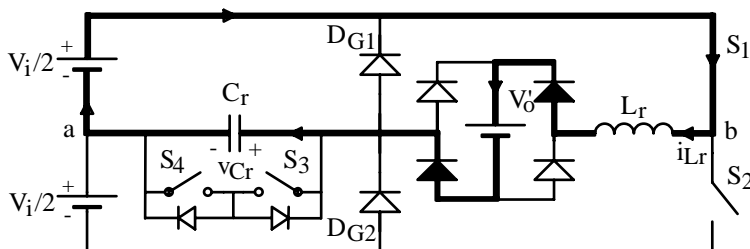


Fig. 4.4 - Terceira etapa.

4ª Etapa (t_3, t_4)

No instante t_3 , quando a tensão no capacitor ressonante atinge $V_i/2$, o diodo D_1 entra em condução, como mostrado na Fig. 4.5. A corrente em L_r decresce linearmente e a tensão no capacitor é mantida grampeada em $V_i/2$. Esta etapa termina quando a corrente no indutor ressonante atinge zero.

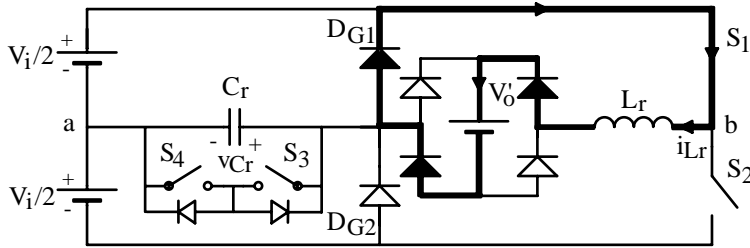


Fig. 4.5 - Quarta etapa.

5ª Etapa (t_4, t_5)

Na Fig. 4.6 tem-se a representação desta etapa. No instante t_4 , quando a corrente no indutor ressonante atinge zero, o diodo D_1 se bloqueia. Como não há ordem de comando para S_2 , a corrente no indutor ressonante permanece em zero e a tensão no capacitor ressonante mantém-se igual a $V_i/2$.

A chave S_1 é aberta após o instante em que a corrente no indutor se anula.

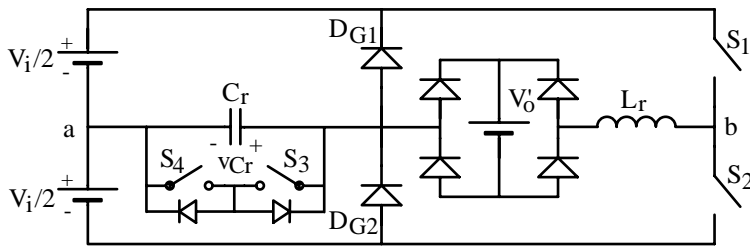


Fig. 4.6 - Quinta etapa.

6ª Etapa (t_5, t_6)

A sexta etapa de operação está representada na Fig. 4.7. No instante $t_5 = T_s/2$, a chave S_2 é comandada a conduzir. A tensão no capacitor e corrente no indutor evoluem de forma ressonante. Esta etapa termina quando a tensão no capacitor ressonante se anula.

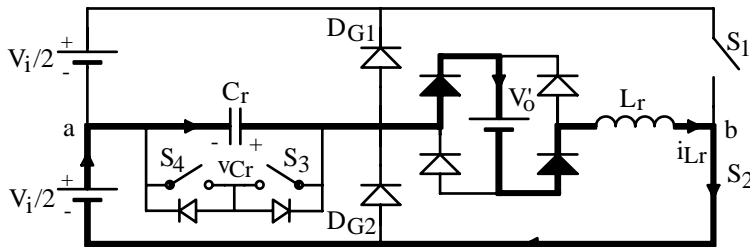


Fig. 4.7 - Sexta etapa.

7ª Etapa (t_6, t_7)

No instante t_6 , quando a tensão no capacitor ressonante atinge zero, a chave S_4 entra em condução sob tensão nula e a corrente no indutor ressonante cresce linearmente, como mostrado na Fig. 4.8. A duração desta etapa controla a potência transferida para a carga.

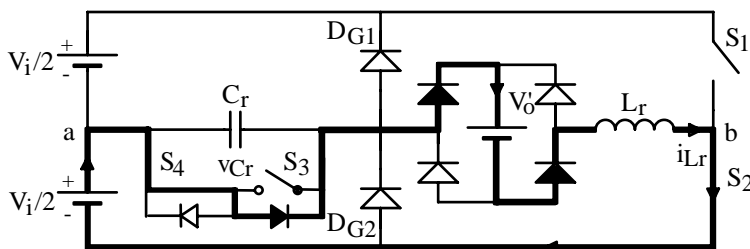


Fig. 4.8 - Sétima etapa.

8ª Etapa (t_7, t_8)

No instante t_7 a chave S_4 é bloqueada sob tensão nula. A tensão no capacitor e corrente no indutor evoluem de forma ressonante, como

mostrado na Fig. 4.9. Esta etapa termina no instante t_8 quando a tensão no capacitor ressonante atinge a tensão $-V_i/2$.

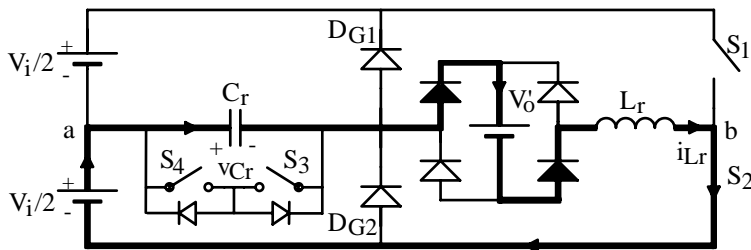


Fig. 4.9- Oitava etapa.

9ª Etapa (t_8, t_9)

Na Fig. 4.10 tem-se a representação desta etapa. No instante t_8 , quando a tensão no capacitor ressonante atinge $-V_i/2$, o diodo D_2 entra em condução conduzindo a corrente, que decrescerá linearmente. A tensão no capacitor é mantida grampeada em $-V_i/2$. Esta etapa termina quando a corrente no indutor ressonante atinge zero. A chave S_2 é bloqueada a partir deste instante.

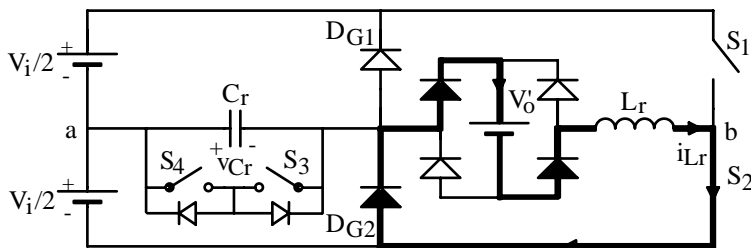


Fig. 4.10 - Nona etapa.

10ª Etapa (t_9, t_{10})

No instante t_9 , quando a corrente no indutor ressonante atinge zero, o diodo D_2 se bloqueia. Como não há ordem de comando para S_1 , a corrente no indutor ressonante permanece em zero e a tensão no capacitor ressonante é mantida grampeada em $-V_i/2$, como mostra a Fig. 4.11.

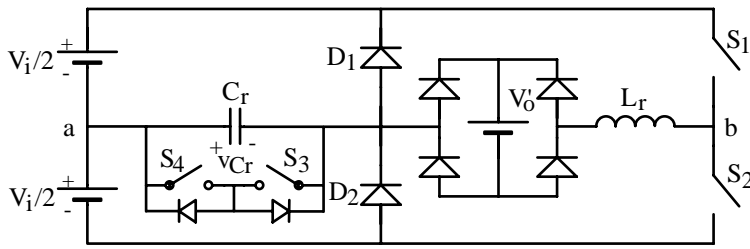


Fig. 4.11 - Décima etapa.

4.3 FORMAS DE ONDA BÁSICAS

As formas de onda mais importantes, com indicação dos intervalos de tempo correspondentes, para as condições idealizadas descritas na Seção 4.2, estão representadas na Fig. 4.12.

4.4 EQUACIONAMENTO

Nesta seção são obtidas as expressões da corrente no indutor e tensão no capacitor, para os diferentes intervalos de tempo. Por ser o circuito simétrico, será analisado apenas meio período de operação.

A. Primeira Etapa

As condições iniciais da primeira etapa são:
$$\begin{cases} i_{L_r}(t_0) = 0 \\ v_{C_r}(t_0) = -V_1 \end{cases}$$

Do circuito equivalente da primeira etapa obtém-se as expressões (4.1) e (4.2):

$$V_1 = L_r \frac{di_{L_r}(t)}{dt} + V_o' + v_{C_r}(t) \quad (4.1)$$

$$i_{L_r}(t) = C_r \frac{dv_{C_r}(t)}{dt} \quad (4.2)$$

Aplicando a transformada de Laplace às equações (4.1) e (4.2), obtém-se (4.3) e (4.4).

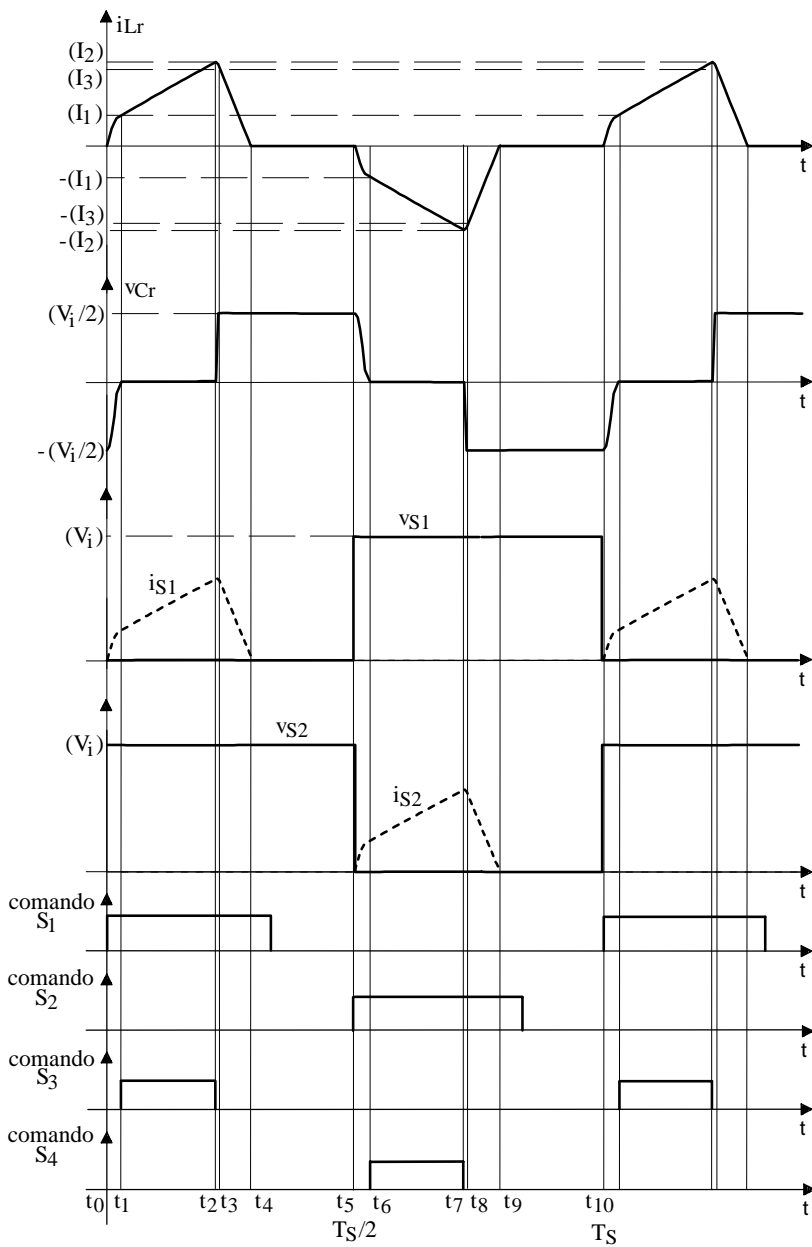


Fig. 4.12 - Formas de onda básicas.

$$\frac{V_1 - V'_0}{s} = s L_r I_{Lr}(s) + v_{Cr}(s) \quad (4.3)$$

$$I_{Lr}(s) = s C_r v_{Cr}(s) + C_r V_1 \quad (4.4)$$

Substituindo (4.4) em (4.3), obtém-se (4.5).

$$v_{Cr}(s) = \frac{(V_1 - V'_0) \omega_o^2}{s(s^2 + \omega_o^2)} - \frac{s V_1}{(s^2 + \omega_o^2)} \quad (4.5)$$

Aplicando-se a anti-transformada de Laplace a equação (4.5), obtém-se (4.6).

$$v_{Cr}(t) = V_1 - V'_0 - (2V_1 - V'_0) \cos(\omega_o t) \quad (4.6)$$

Derivando a equação (4.6), e multiplicando-a por C_r , obtém-se a corrente no indutor parametrizada em função da impedância característica z , dada por (4.7)

$$i_{Lr}(t) z = (2V_1 - V'_0) \sin(\omega_o t) \quad (4.7)$$

Normalizando-se as expressões (4.6) e (4.7), obtém-se (4.8) e (4.9).

$$\overline{v_{Cr}(t)} = \frac{v_{Cr}(t)}{V_1} = 1 - q - (2 - q) \cos(\omega_o t) \quad (4.8)$$

$$\overline{i_{Lr}(t)} = \frac{i_{Lr}(t) z}{V_1} = (2 - q) \sin(\omega_o t) \quad (4.9)$$

Esta etapa termina quando a tensão no capacitor atingir zero. Com esta condição obtém-se a expressão (4.10).

$$\Delta t_1 = \frac{1}{\omega_o} \arccos\left(\frac{1 - q}{2 - q}\right) \quad (4.10)$$

A corrente no final desta etapa é dada por (4.11).

$$\overline{I}_1 = \sqrt{3 - 2q} \quad (4.11)$$

B. Segunda Etapa

As condições iniciais para a segunda etapa são: $\begin{cases} i_{Lr}(t_1) = I_1 \\ v_{Cr}(t_1) = 0 \end{cases}$

Do circuito equivalente da segunda etapa obtém-se as expressões (4.12) e (4.13):

$$v_{Cr}(t) = 0 \quad (4.12)$$

$$i_{Lr}(t) = I_1 + \frac{V_1 - V'_0}{L_r}(t - t_1) \quad (4.13)$$

Normalizando as expressões (4.12) e (4.13) obtém-se (4.14) e (4.15).

$$\boxed{\overline{v_{Cr}(t)} = \frac{v_{Cr}(t)}{V_1} = 0} \quad (4.14)$$

$$\boxed{\overline{i_{Lr}(t)} = \frac{i_{Lr}(t)z}{V_1} = \overline{I_1} + (1-q)w_o(t - t_1)} \quad (4.15)$$

Esta etapa controla a transferência de energia para a carga. A duração desta etapa, definida pelo circuito de controle, é dada por (4.16).

$$\boxed{\Delta t_2 = D \frac{T}{2}} \quad (4.16)$$

A corrente no indutor no final desta etapa é dada por (4.17).

$$\overline{I_2} = \overline{I_1} + (1-q) \frac{\pi D}{f_s/f_o} \quad (4.17)$$

C. Terceira Etapa

As condições iniciais para a terceira etapa são: $\begin{cases} i_{Lr}(t_2) = I_2 \\ v_{Cr}(t_2) = 0 \end{cases}$

Do circuito equivalente da terceira etapa obtém-se as expressões (4.18) e (4.19).

$$V_1 = L_r \frac{di_{L_r}(t)}{dt} + V'_o + v_{C_r}(t) \quad (4.18)$$

$$i_{L_r}(t) = C_r \frac{dv_{C_r}(t)}{dt} \quad (4.19)$$

Aplicando a transformada de Laplace às equações (4.18) e (4.19), obtém-se (4.20) e (4.21).

$$\frac{V_1 - V'_o}{s} = s L_r I_{L_r}(s) - L_r I_2 + v_{C_r}(s) \quad (4.20)$$

$$I_{L_r}(s) = s C_r v_{C_r}(s) \quad (4.21)$$

Substituindo (4.21) em (4.20), tem-se obtém-se (4.22).

$$v_{C_r}(s) = \frac{(V_1 - V'_o) \omega_o^2}{s(s^2 + \omega_o^2)} + \frac{I_2 L_r \omega_o^2}{(s^2 + \omega_o^2)} \quad (4.22)$$

Aplicando-se a anti-transformada de Laplace à equação (4.22), obtém-se (4.23).

$$v_{C_r}(t) = V_1 - V'_o - (V_1 - V'_o) \cos(\omega_o t) + I_2 z \sin(\omega_o t) \quad (4.23)$$

Derivando a equação (4.23), e multiplicando-a por C_r , obtém-se a corrente no indutor parametrizada em função da impedância característica z , dada por (4.24).

$$i_{L_r}(t) z = (V_1 - V'_o) \sin(\omega_o t) + I_2 z \cos(\omega_o t) \quad (4.24)$$

Normalizando-se as equações (4.23) e (4.24), obtém-se (4.25) e (4.26).

$$\overline{v_{C_r}(t)} = \frac{v_{C_r}(t)}{V_1} = 1 - q - (1 - q) \cos(\omega_o t) + \overline{I_2} \sin(\omega_o t) \quad (4.25)$$

$$\overline{i_{L_r}(t)} = \frac{i_{L_r}(t) z}{V_1} = (1 - q) \sin(\omega_o t) + \overline{I_2} \cos(\omega_o t) \quad (4.26)$$

Esta etapa termina quando a tensão no capacitor atingir V_1 . Com esta condição obtém-se a expressão (4.27).

$$\omega_o \Delta t_3 = \pi - \arccos \left(\frac{1-q}{\sqrt{I_2^2 + (1-q)^2}} \right) - \arccos \left(\frac{q}{\sqrt{I_2^2 + (1-q)^2}} \right) \quad (4.27)$$

A corrente no final desta etapa é dada por (4.28).

$$\overline{I_3} = \sqrt{I_2^2 + (1-q)^2 - q^2} \quad (4.28)$$

D. Quarta Etapa

As condições iniciais para esta etapa são: $\begin{cases} i_{Lr}(t_3) = I_3 \\ v_{Cr}(t_3) = V_1 \end{cases}$

Do circuito equivalente da quarta etapa obtém-se as expressões (4.29) e (4.30):

$$v_{Cr}(t) = V_1 \quad (4.29)$$

$$i_{Lr}(t) = I_3 - \frac{V_o'}{L_r}(t - t_3) \quad (4.30)$$

Normalizando as expressões (4.29) e (4.30), obtém-se (4.31) e (4.32).

$$\overline{v_{Cr}(t)} = \frac{v_{Cr}(t)}{V_1} = 1 \quad (4.31)$$

$$\overline{i_{Lr}(t)} = \frac{i_{Lr}(t)z}{V_1} = \overline{I_3} - q \omega_o (t - t_3) \quad (4.32)$$

Esta etapa termina quando a corrente no indutor atingir zero. Portanto sua duração é dada por (4.33).

$$\Delta t_4 = \frac{1}{\omega_0} \frac{\bar{I}_3}{q} \quad (4.33)$$

4.5 PLANO DE FASE

O plano de fase correspondente está representado na Fig. 4.13.

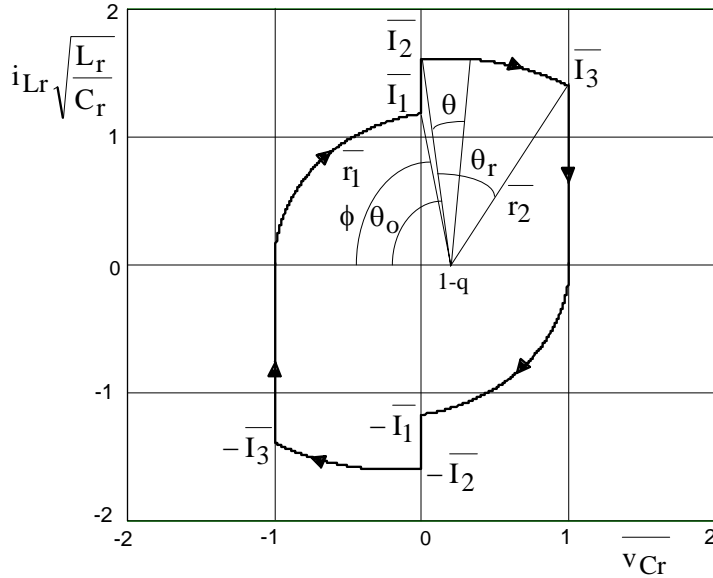


Fig. 4.13 - Plano de fase.

4.6 DEFINIÇÃO DA FAIXA DE OPERAÇÃO

A mínima frequência de chaveamento é definida pela faixa audível do ser humano, ou seja, 20KHz. A máxima frequência de chaveamento é aquela que garante o funcionamento do conversor em condução descontínua de corrente. Nesta frequência o intervalo $(T_s/2 - t_4)$ é igual a zero, ou seja, não existe a quinta etapa. Assim: escreve-se (4.34).

$$\frac{T_{\min}}{2} = t_4 - t_0 \quad (4.34)$$

Multiplicando-se (4.34) por w_o e considerando-se a duração das quatro primeiras etapas de operação, obtém-se uma relação entre a frequência máxima de chaveamento e a frequência de ressonância, mostrada na expressão (4.35).

$$\frac{f_{s\max}}{f_o} = \frac{\pi(1-D)}{\left[\pi + \arccos\left(\frac{1-q}{2-q}\right) - \arccos\left(\frac{1-q}{\sqrt{I_2^2 + (1-q)^2}}\right) - \arccos\left(\frac{q}{\sqrt{I_2^2 + (1-q)^2}}\right) + \frac{\sqrt{I_3}}{q} \right]} \quad (4.35)$$

Na Fig. 4.14 apresenta-se um ábaco com a máxima frequência de chaveamento parametrizada, em função do ganho estático q , tendo D como parâmetro. Como se pode verificar, à medida que o ganho estático aumenta, a frequência de chaveamento máxima tende a se aproximar da frequência de ressonância, e à medida que a razão cíclica D aumenta, a máxima frequência de chaveamento diminui.

Se o limite máximo de frequência de chaveamento (para um dado q , e uma dada razão cíclica D) não for respeitado, o conversor entra no modo de condução contínua, e não se obtém comutação suave sobre as chaves.

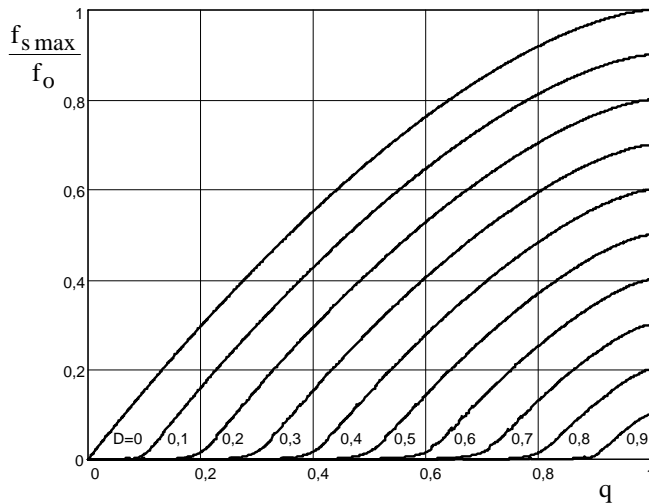


Fig. 4.14 –Relação entre a máxima frequência de chaveamento e a frequência de ressonância em função do ganho estático q , tendo a razão cíclica como parâmetro.

4.7 LIMITES DA TENSÃO DE SAÍDA

A operação do conversor com curto circuito na carga, ou seja, $q = 0$, ocorre com condução contínua de corrente no indutor ressonante. Nesta condição, não haverá comutação sob corrente nula nas chaves S_1 e S_2 .

O conversor pode operar, no caso limite, com $q_{\max} = 1$. Nesta condição, não haverá crescimento da corrente no indutor ressonante durante a segunda etapa de operação.

4.8 CARACTERÍSTICA DE SAÍDA

A corrente que circula na fonte V'_o é igual à corrente no indutor ressonante retificada. Assim calcula-se seu valor médio, dado por (4.36).

$$\overline{I'_{o\text{med}}} = \frac{2}{T} \left(\int_{t_0}^{t_1} i_{Lr}(t) dt + \int_{t_1}^{t_2} i_{Lr}(t) dt + \int_{t_2}^{t_3} i_{Lr}(t) dt + \int_{t_3}^{t_4} i_{Lr}(t) dt \right) \quad (4.36)$$

Resolvendo-se as integrais obtém-se (4.37).

$$\overline{I'_{o\text{med}}} = \frac{I'_{o\text{med}} z}{V_1} = \frac{2}{\pi} \frac{1}{q} \frac{f_s}{f_o} + \frac{(1-q)}{2q} \frac{\pi D^2}{f_s/f_o} + \frac{\sqrt{3-2q}}{q} D \quad (4.37)$$

4.9 ESFORÇOS NOS SEMICONDUTORES

4.9.1 Correntes de Pico, Média e Eficaz nas Chaves Principais e nos Diodos Retificadores

A partir do plano de fase, verifica-se que o valor de pico da corrente no indutor ocorre quando $\theta + \theta_o = 90^\circ$. Assim tem-se a expressão (4.38)

$$\overline{I_{S1,2\text{pico}}} = \overline{I_{DR\text{pico}}} = \overline{i_2} = \sqrt{\overline{I_2}^2 + (1+q)^2} \quad (4.38)$$

Substituindo (4.17) e (4.11) em (4.38), obtém-se (4.39).

$$\overline{I_{S1,2\text{pico}}} = \frac{I_{S1,2\text{pico}}^z}{V_1} = \overline{I_{DR\text{pico}}} = \sqrt{\left(\sqrt{3-2q} + (1-q) \frac{\pi D}{f_s/f_o}\right)^2 + (1-q)^2} \quad (4.39)$$

Cada chave conduz metade da corrente de carga. Portanto a corrente média é dada por (4.40) e a corrente eficaz por (4.42).

$$\overline{I_{S1,2\text{med}}} = \overline{I_{DR\text{med}}} = \frac{\overline{I'_{0\text{med}}}}{2} \quad (4.40)$$

$$\overline{I_{S1,2\text{med}}} = \frac{I_{S1,2\text{med}}^z}{V_1} = \overline{I_{DR\text{med}}} = \frac{1}{\pi} \frac{1}{q} \frac{f_s}{f_o} + \frac{(1-q)}{4q} \frac{\pi D^2}{f_s/f_o} + \frac{\sqrt{3-2q}}{2q} D \quad (4.41)$$

$$\overline{I_{S1,2\text{ef}}} = \frac{I_{S1,2\text{ef}}^z}{V_1} = \overline{I_{DR\text{ef}}} = \frac{\overline{I'_{0\text{ef}}}}{\sqrt{2}} \quad (4.42)$$

sendo:

$$\overline{I'_{0\text{ef}}} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \frac{f_s}{f_o} \left[\frac{1}{2} (2-q)^2 \arccos\left(\frac{1-q}{2-q}\right) - \frac{(1-q)}{2} \sqrt{3-2q} + \frac{1}{3(1-q)} (\overline{I_2}^3 - \overline{I_1}^3) \right]}$$

$$+ \frac{\overline{I_2}^2}{2} (w_o \Delta t_3) + \frac{1}{2} (q (\overline{I_3} - \overline{I_2}) + \overline{I_2}) + \frac{\overline{I_3}^3}{3q}$$

$$\overline{I_2} = \sqrt{\overline{I_2}^2 + (1-q)^2}$$

4.9.2 Correntes de Pico, Média e Eficaz nas Chaves Auxiliares

A partir do plano de fase verifica-se que a corrente de pico nas chaves auxiliares é dada por (4.43).

$$\overline{I_{S3,4\text{pico}}} = \overline{I_2} \quad (4.43)$$

$$\overline{I_{S3,4\text{pico}}} = \frac{I_{S3,4\text{pico}}^z}{V_1} = \sqrt{3-2q} + (1-q) \frac{\pi D}{f_s/f_o} \quad (4.44)$$

A cada período, a corrente no indutor circula pelas chaves auxiliares somente na segunda etapa. Calcula-se então a corrente média e eficaz, como mostrado nas equações (4.45) e (4.47).

$$\overline{I_{S3,4med}} = \frac{1}{T_s} \int_{t_1}^{t_2} i_{Lr}(t) dt \quad (4.45)$$

Resolvendo a integral obtém-se (4.46).

$$\overline{I_{S3,4med}} = \frac{I_{S3,4med}^z}{V_1} = \frac{1}{2\pi} \frac{f_s}{f_o} \frac{1}{2(1-q)} \left(\overline{I_2^2} - \overline{I_1^2} \right) \quad (4.46)$$

$$\overline{I_{S3,4ef}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_{t_1}^{t_2} i_{Lr}(t)^2 dt} \quad (4.47)$$

Resolvendo a integral obtém-se (4.48).

$$\overline{I_{S3,4ef}} = \frac{I_{S3,4ef}^z}{V_1} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \frac{f_s}{f_o} \frac{1}{3(1-q)} \left(\overline{I_2^3} - \overline{I_1^3} \right)} \quad (4.48)$$

4.9.3 Correntes de Pico, Média e Eficaz nos Diodos Grampeadores

Do plano de fase verifica-se que a corrente de pico nos diodos grampeadores é dada por (4.49).

$$\overline{I_{DGpico}} = \frac{I_{DGpico}^z}{V_1} = \overline{I_3} \quad (4.49)$$

A corrente nos diodos grampeadores é igual à corrente no indutor ressonante apenas nas etapas de roda livre. Assim, obtém-se a corrente média e eficaz, como mostrado nas equações (4.50) e (4.52).

$$\overline{I_{DG_{med}}} = \frac{1}{T_s} \int_{t_3}^{t_4} i_{Lr}(t) dt \quad (4.50)$$

Resolvendo a integral obtém-se (4.51).

$$\overline{I_{DG_{med}}} = \frac{I_{DG_{med}} z}{V_1} = \frac{1}{2\pi} \frac{f_s}{f_o} \frac{\overline{I_3}^2}{2q} \quad (4.51)$$

$$\overline{I_{DG_{ef}}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_{t_3}^{t_4} i_{Lr}(t)^2 dt} \quad (4.52)$$

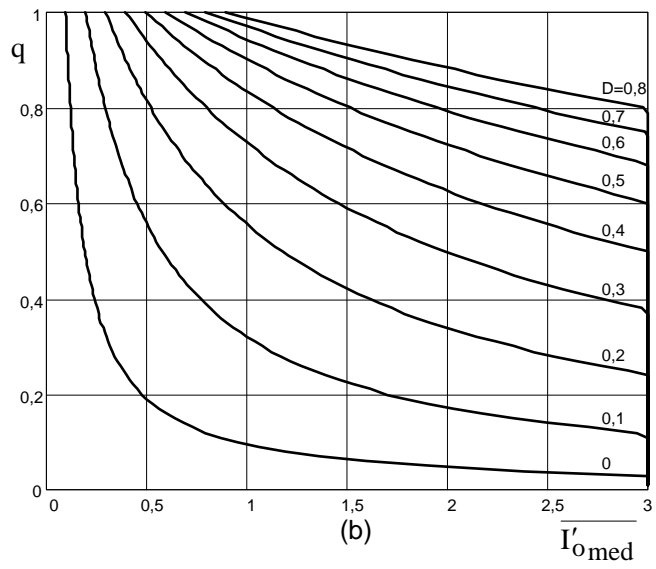
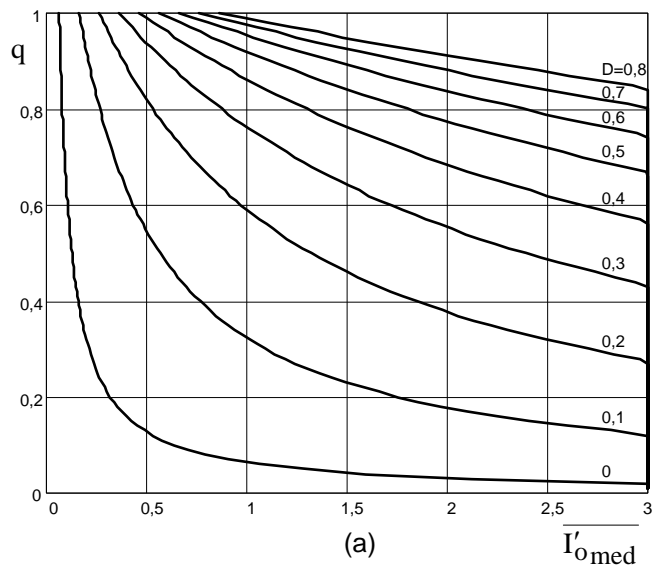
Resolvendo a integral obtém-se (4.53).

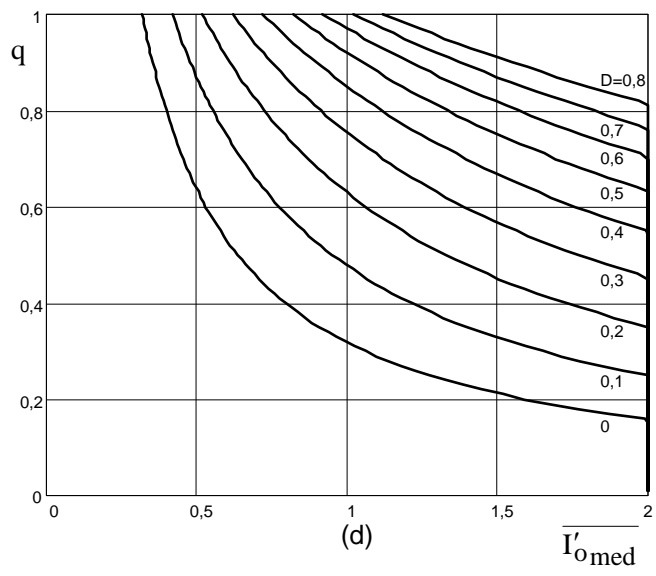
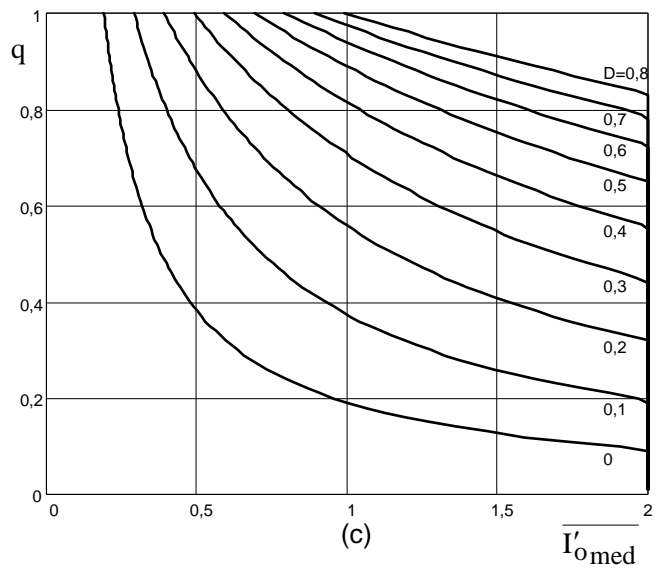
$$\overline{I_{DG_{ef}}} = \frac{I_{DG_{ef}} z}{V_1} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \frac{f_s}{f_o} \frac{\overline{I_3}^3}{3q}} \quad (4.53)$$

4.10 REPRESENTAÇÃO GRÁFICA DOS RESULTADOS DA ANÁLISE

4.10.1 Característica de Saída

A característica de saída foi traçada utilizando-se a expressão (4.37). Estas curvas representam o comportamento da corrente média na fonte V'_o em função do ganho estático q , tendo a razão cíclica como parâmetro, e para valores definidos da relação $\mu_o = f_s/f_o$. Observa-se que quanto menor μ_o e maior o ganho estático q , maior a possibilidade de variação de carga, ou seja, maior a controlabilidade. A corrente média na fonte V'_o está parametrizada em função da relação (z/V_1) .





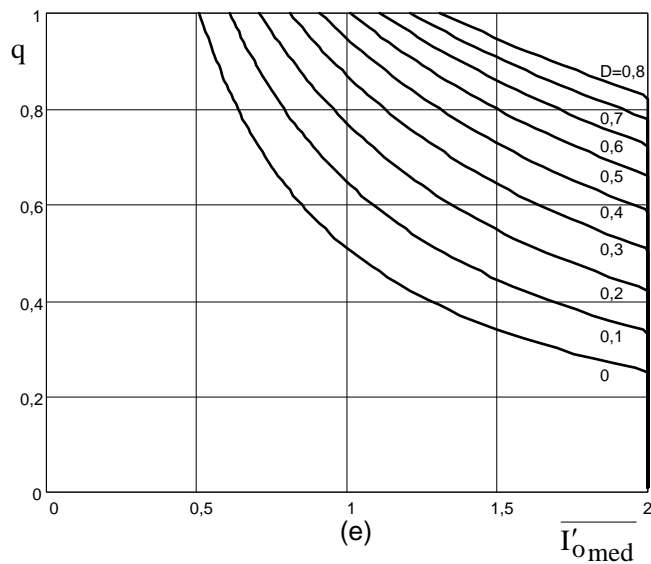
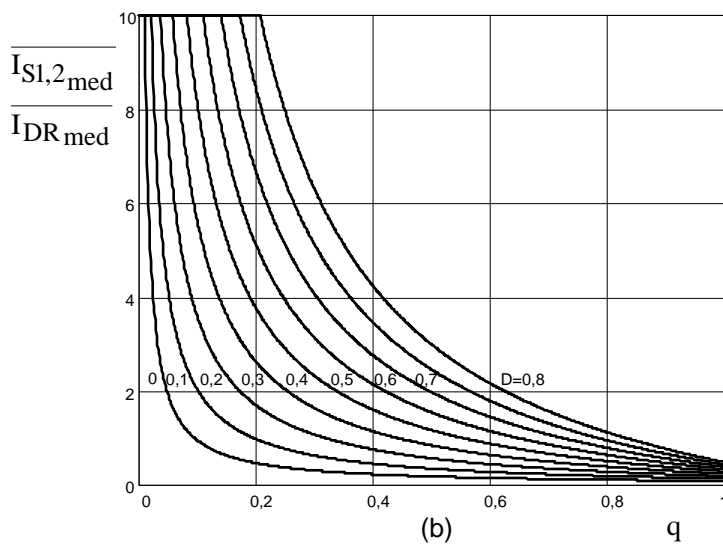
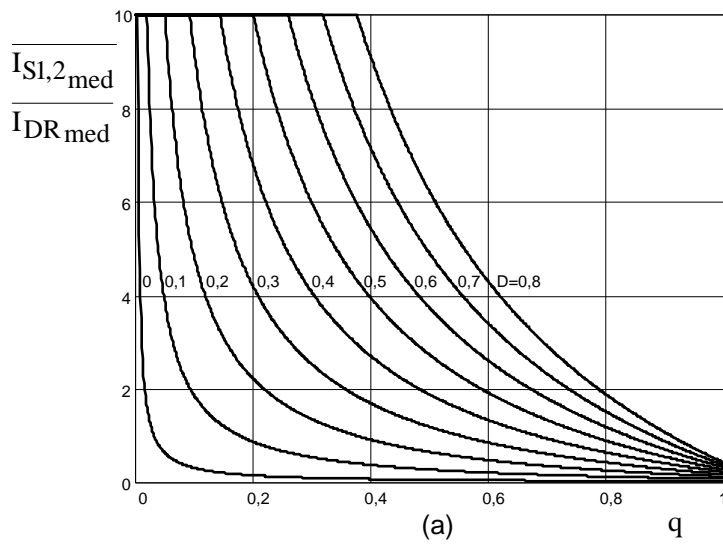


Fig. 4.15 – Característica de saída, tendo a razão cíclica como parâmetro e para: (a) $\mu_o=0,1$, (b) $\mu_o=0,15$, (c) $\mu_o=0,3$, (d) $\mu_o=0,5$, (e) $\mu_o=0,8$.

4.10.2 Esforços nos Semicondutores

Os ábacos da corrente média e eficaz nas chaves principais e auxiliares e corrente média nos diodos grampeadores são traçados nesta seção. Observa-se nos ábacos das correntes nas chaves principais e auxiliares que os esforços nas mesmas diminuem com o aumento da relação de frequências μ_o . Assim, se por um lado deseja-se que μ_o seja pequeno para ter-se uma boa controlabilidade, por outro deseja-se que seja grande para diminuir os esforços nas chaves. Verifica-se também que quanto maior o ganho estático q , menores são os esforços nas chaves. Todas as corrente estão parametrizadas em função da relação (z/e_1) .



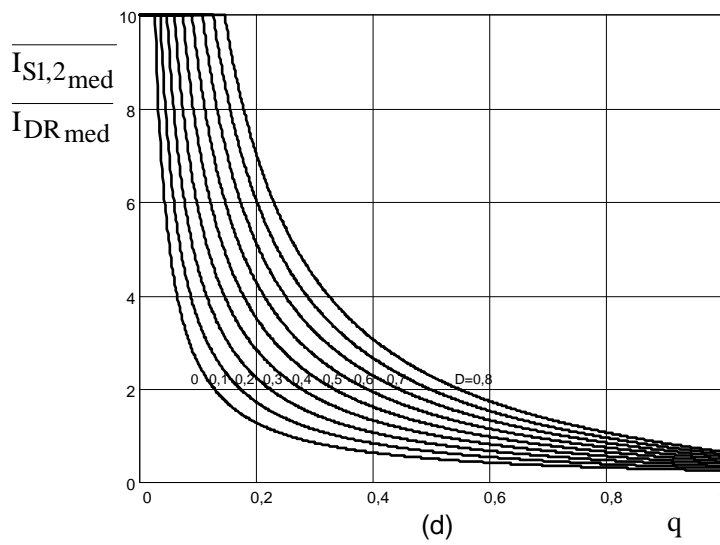
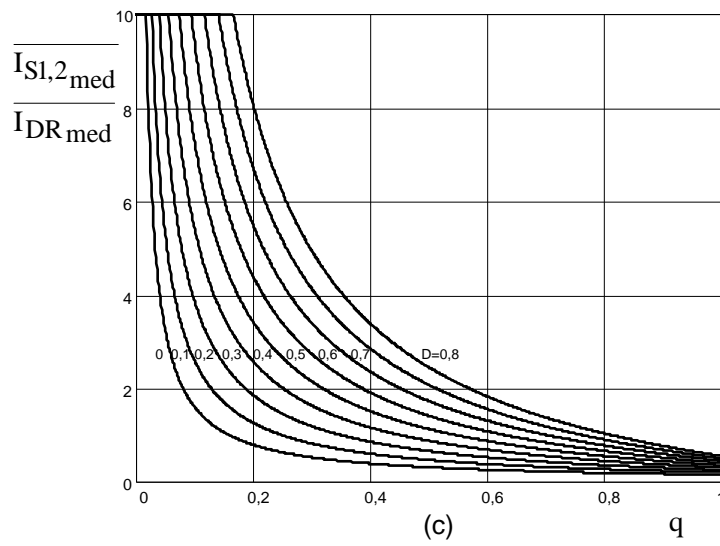
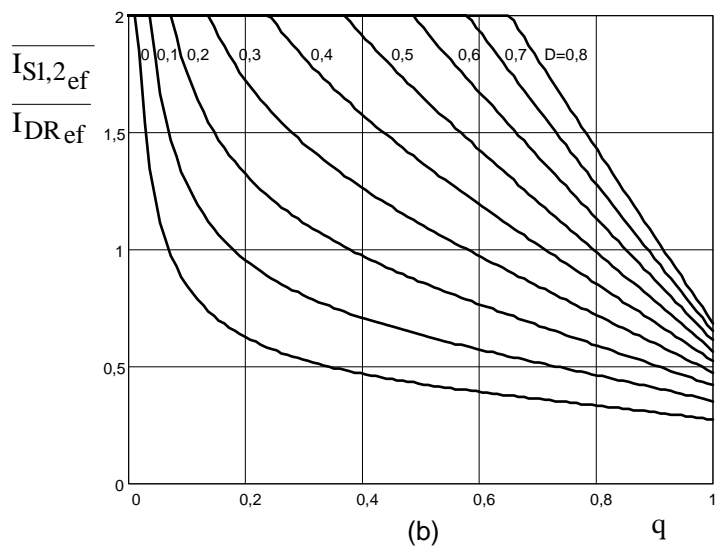
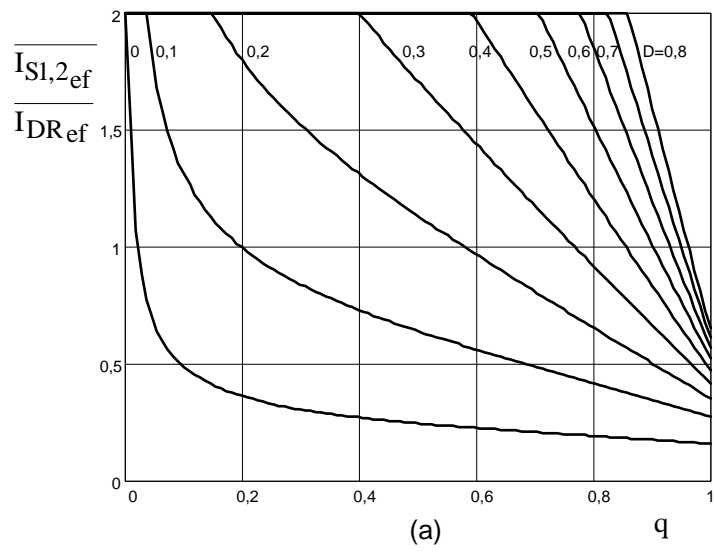


Fig. 4.16 – Corrente média normalizada nas chaves principais (S_1 e S_2) e diodos retificadores, em função do ganho estático q , tendo a razão cíclica como parâmetro e para: (a) $\mu_0=0,1$, (b) $\mu_0=0,3$, (c) $\mu_0=0,5$, (d) $\mu_0=0,8$.



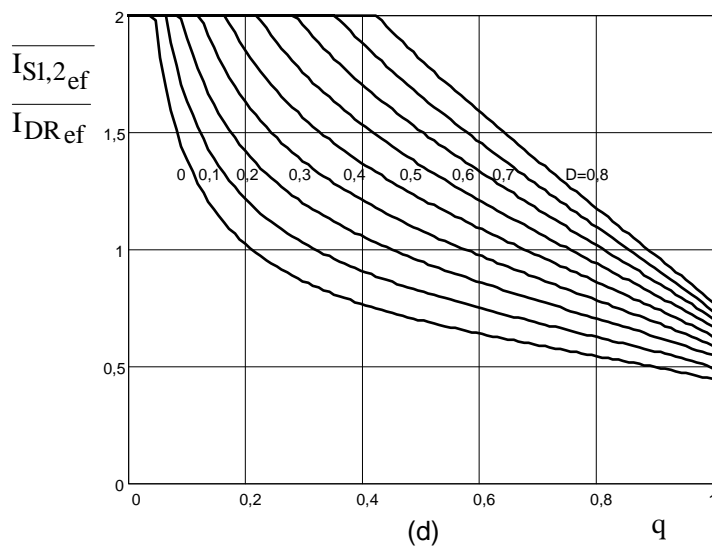
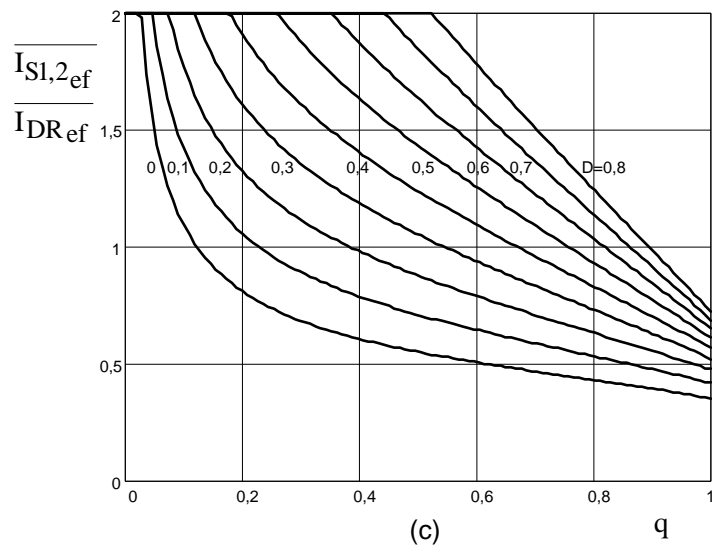
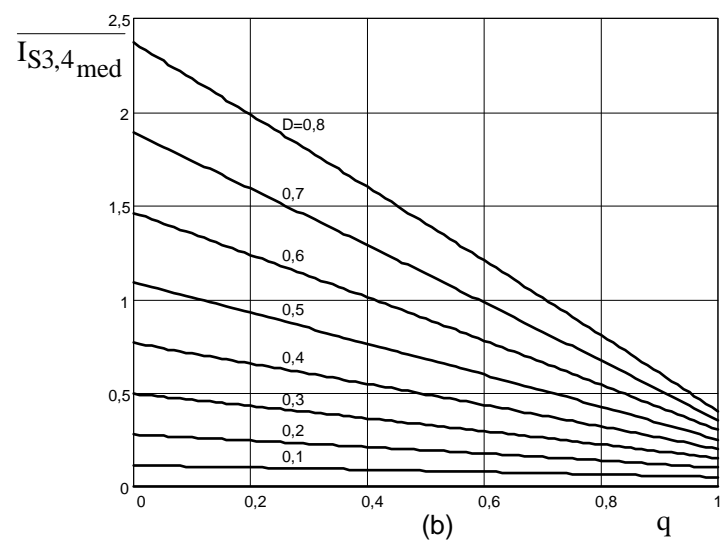
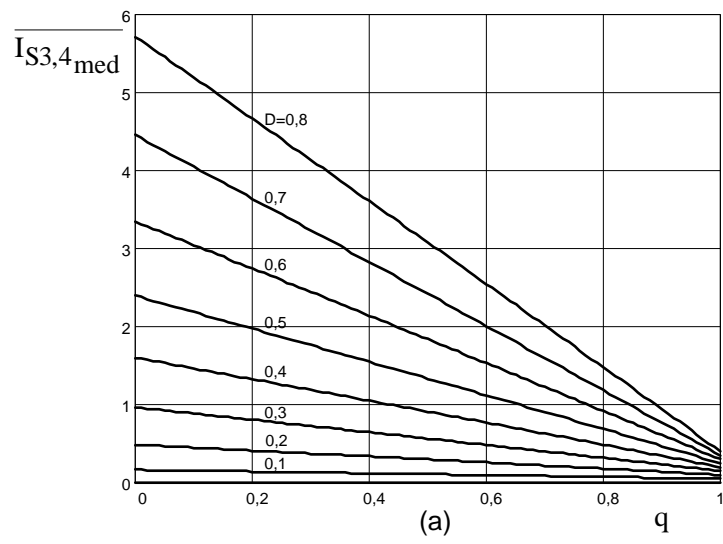


Fig. 4.17 – Corrente eficaz normalizada nas chaves principais (S_1 e S_2) e diodos retificadores, em função do ganho estático q , tendo a razão cíclica como parâmetro e para: (a) $\mu_o=0,1$, (b) $\mu_o=0,3$, (c) $\mu_o=0,5$, (d) $\mu_o=0,8$.



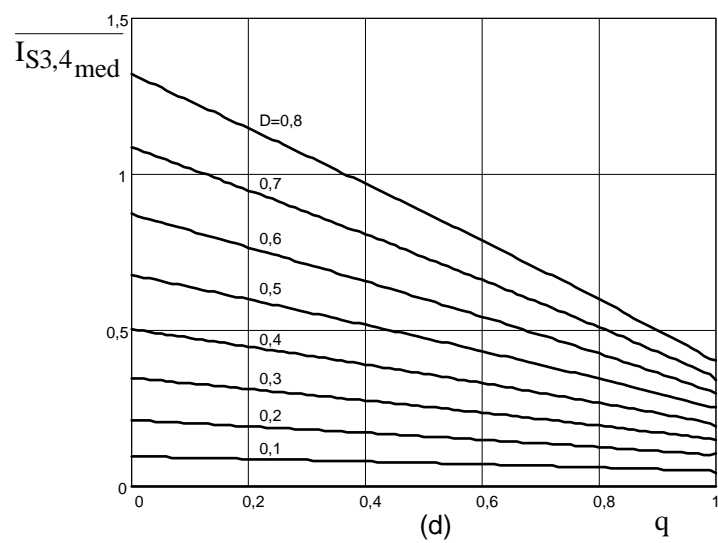
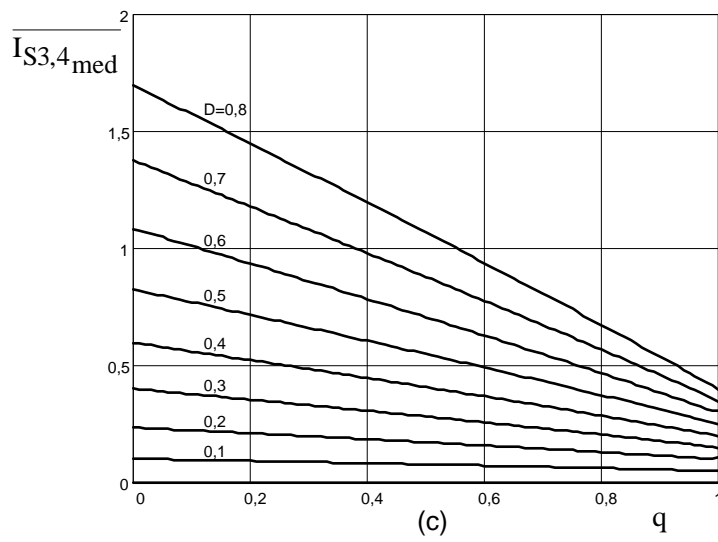
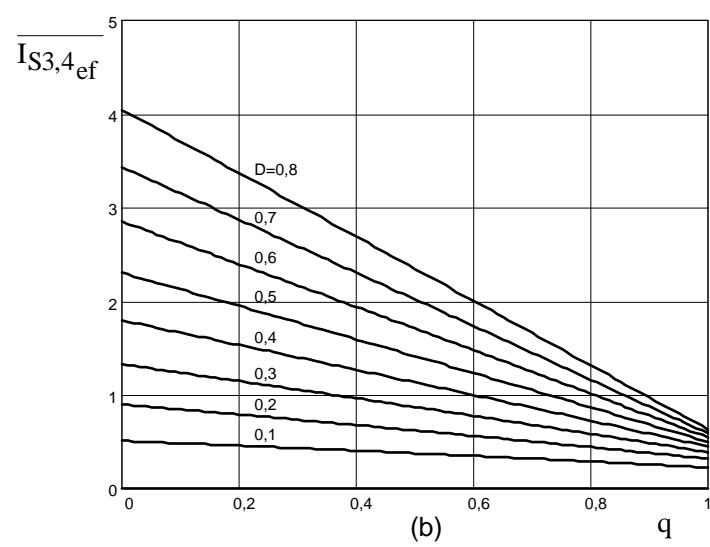
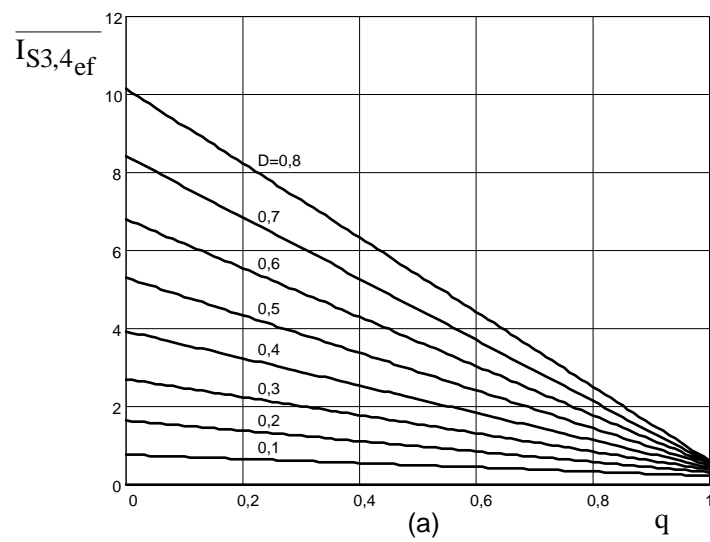


Fig. 4.18 – Corrente média normalizada nas chaves auxiliares (S_3 e S_4), em função do ganho estático q , tendo a razão cíclica como parâmetro e para: (a) $\mu_0=0,1$, (b) $\mu_0=0,3$, (c) $\mu_0=0,5$, (d) $\mu_0=0,8$.



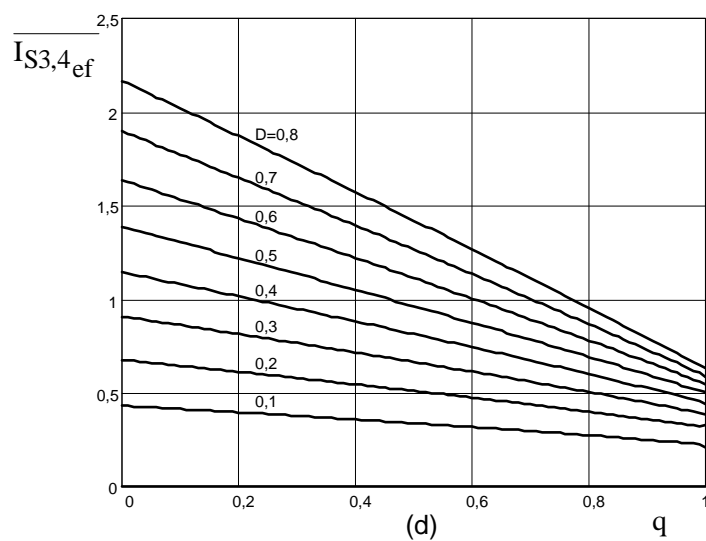
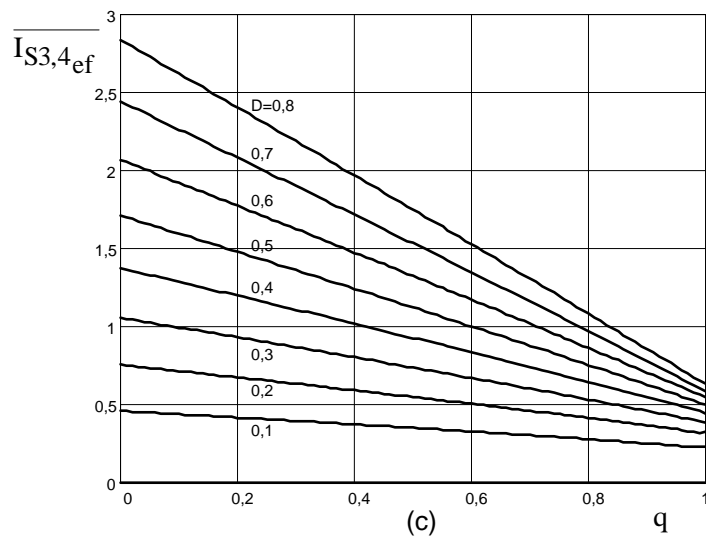
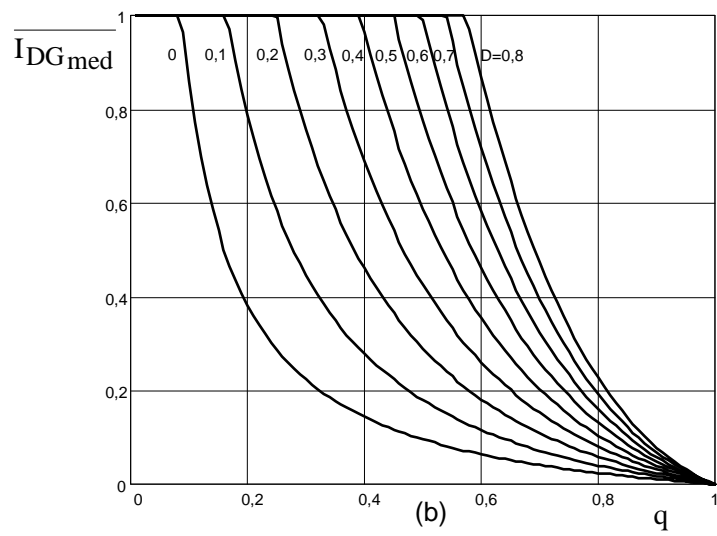
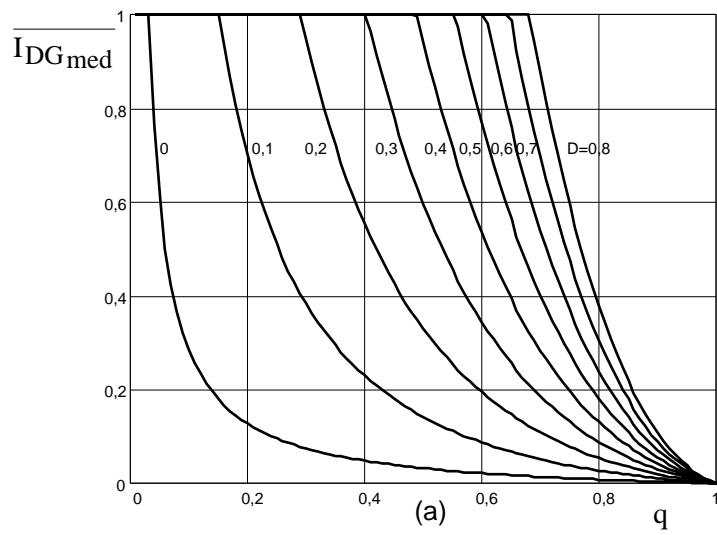


Fig. 4.19 – Corrente eficaz normalizada nas chaves S_3 e S_4 , em função do ganho estático q , tendo a razão cíclica como parâmetro e para: (a) $\mu_0=0,1$, (b) $\mu_0=0,3$, (c) $\mu_0=0,5$, (d) $\mu_0=0,8$.



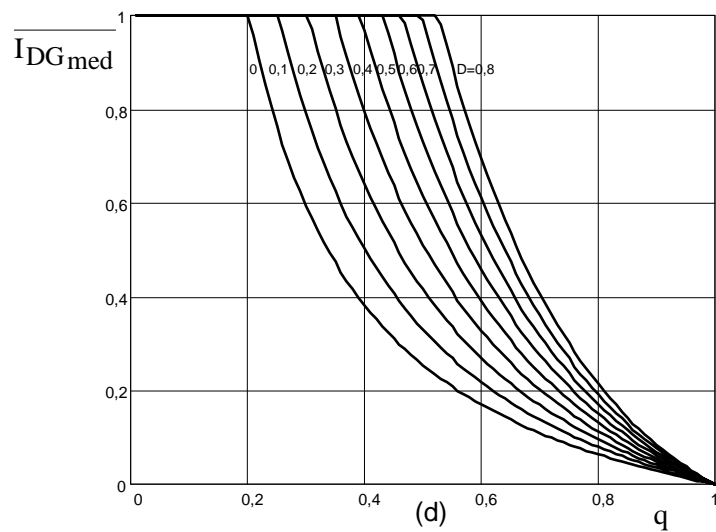
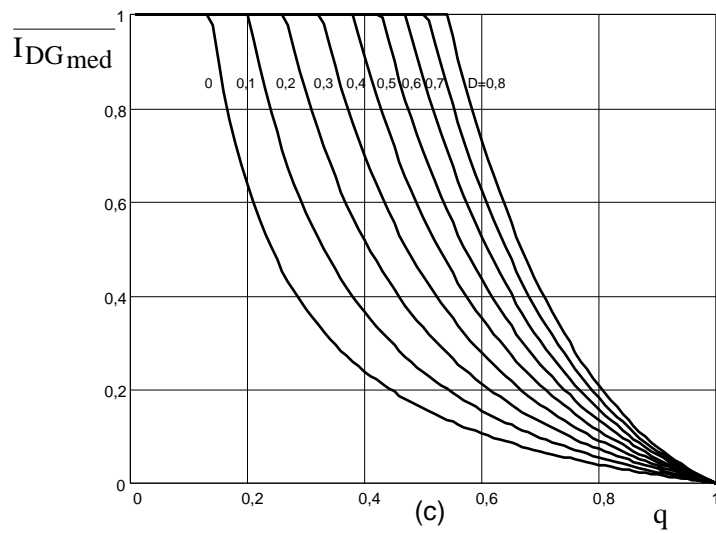


Fig. 4.20 – Corrente média normalizada nos diodos grameadores, em função do ganho estático q , tendo a razão cíclica com parâmetro e para: (a) $\mu_0=0,1$, (b) $\mu_0=0,3$, (c) $\mu_0=0,5$, (d) $\mu_0=0,8$.

4.11 METODOLOGIA E EXEMPLO DE PROJETO

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

Sejam as seguintes especificações:

$$V_i = 400\text{V}$$

$$V_o = 50\text{V}$$

$$I_o = 10\text{A}$$

$$P_o = 500\text{W}$$

$$P_{o\min} = 50\text{W}$$

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

A. Operação com Potência Nominal

Escolhe-se uma relação de frequências que permite uma ampla faixa de variação na corrente média de saída: $\mu_o = \frac{f_s}{f_o} = 0,1$.

$$\text{Assim: } f_o = \frac{f_s}{\mu_o} = \frac{40 \times 10^3 \text{Hz}}{0,1} = 400 \times 10^3 \text{Hz}$$

A partir da característica de saída mostrada na Fig. 4.15 (a), escolhe-se uma região de operação onde a variação da corrente média de saída com a razão cíclica apresenta maior linearidade. Adotou-se:

$$q = 0,8$$

Assim:

$$V'_o = q V_i = 0,8 \times \frac{400}{2} = 160\text{V} \text{ e } \frac{N_1}{N_2} = \frac{V'_o}{V_o} = \frac{160}{50} = 3,2$$

Com o valor de f_o , obtém-se uma relação para L_r e C_r .

$$\frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} = 2 \times \pi \times 400 \times 10^3 \text{ Hz}.$$

Assim: $L_r C_r = 1,5832 \times 10^{-13}$

A partir da Fig. 4.15 (a), para $q = 0,8$, escolhe-se uma razão cíclica $D = 0,4$, definindo-se assim o ponto de operação. Nesta condição a corrente média na fonte V'_o é calculada como segue:

$$\frac{V'_o}{V_1} = \frac{I'_{o\text{med}} \sqrt{L_r/C_r}}{V_1} = 1,3$$

$$I'_{o\text{med}} = \frac{I_o}{N_1/N_2} = \frac{10}{3,2} = 3,125$$

Determina-se então outra relação para o indutor e capacitor ressonantes:

$$\sqrt{\frac{L_r}{C_r}} = 83,2.$$

Logo, $C_r = 4,782 \times 10^{-9} \text{ F}$ e $L_r = 33,1 \times 10^{-6} \text{ H}$.

Definidos o ganho estático q e a razão cíclica D , pode-se calcular a máxima frequência de chaveamento para garantir a condução descontínua e portanto a comutação suave nos semicondutores. Da equação (4.35), obtém-se:

$$\frac{f_{s\text{max}}}{f_o} = 0,483 \text{ e } f_{s\text{max}} = 193,236 \times 10^3 \text{ Hz}.$$

Calcula-se então o intervalo de tempo da primeira e segunda etapas:

$$\Delta t_1 = \frac{1}{\omega_o} \arccos\left(\frac{1-q}{2-q}\right) = 0,5584 \times 10^{-6} \text{ s}$$

$$\Delta t_2 = D \frac{T_s}{2} = 5 \times 10^{-6} \text{ s}$$

Os esforços nos semicondutores são então calculados de acordo com as expressões apresentadas na seção 4.9:

$$I_{S1,2_{\text{med}}} = 1,563\text{A} \quad I_{S1,2_{\text{ef}}} = 3,119\text{A} \quad I_{S1,2_{\text{pico}}} = 8,9\text{A}$$

$$I_{DG_{\text{med}}} = 0,3125\text{A} \quad I_{DG_{\text{ef}}} = 1,346\text{A} \quad I_{DG_{\text{pico}}} = 8,69\text{A}$$

$$I_{S3,4_{\text{med}}} = 1,174\text{A} \quad I_{S3,4_{\text{ef}}} = 2,737\text{A} \quad I_{S3,4_{\text{pico}}} = 8,889\text{A}$$

B. Operação com Potência Mínima

Sejam as seguintes especificações para potência mínima:

$$P_{o_{\text{min}}} = 50\text{W}$$

$$I_{o_{\text{min}}} = 1\text{A}$$

$$I'_{o_{\text{min}}} = \frac{I_{o_{\text{min}}}}{N_1/N_2} = \frac{1}{3,2} = 0,3125\text{A}$$

$$\frac{I'_{o_{\text{min}}}}{V_1} = \frac{I'_{o_{\text{min}}} \sqrt{L_r/C_r}}{V_1} = \frac{0,3125 \times 83,2}{200} = 0,13$$

Do ábaco da Fig. 4.15 (a) obtém-se a razão cíclica correspondente à potência mínima, dada por:

$$D_{\text{min}} = 0,0315$$

Calcula-se então o intervalo de tempo da primeira e segunda etapas:

$$\Delta t_1 = \frac{1}{\omega_o} \arccos \left(\frac{1-q}{2-q} \right) = 0,5584 \times 10^{-6} \text{ s}$$

$$\Delta t_2 = D_{\text{min}} \frac{T_s}{2} = 0,4 \times 10^{-6} \text{ s}$$

Os esforços nos semicondutores são então calculados de acordo com as expressões apresentadas na seção 4.9:

$$I_{S1,2_{med}} = 0,156A \quad I_{S1,2_{ef}} = 0,636A \quad I_{S1,2_{pico}} = 3,355A$$

$$I_{DG_{med}} = 0,03125A \quad I_{DG_{ef}} = 0,239A \quad I_{DG_{pico}} = 2,75A$$

$$I_{S3,4_{med}} = 0,049A \quad I_{S3,4_{ef}} = 0,387A \quad I_{S3,4_{pico}} = 3,321A$$

4.12 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 $1M\Omega$. Para simular as chaves auxiliares S_3 e S_4 , utilizou-se uma chave bidirecional em corrente, denominada na Fig. 4.21 por “ S_a ”.

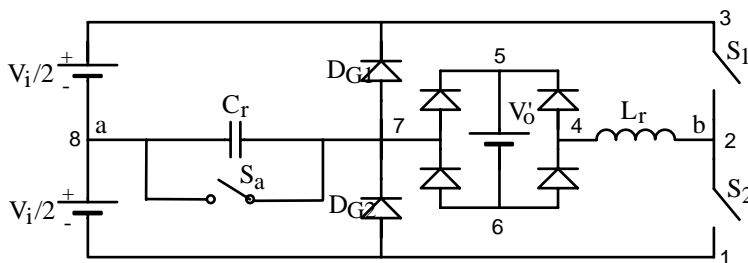


Fig. 4.21 - Circuito simulado.

4.12.1 Operação com Potência Nominal

Na Fig. 4.22 são apresentadas a tensão e corrente no indutor e capacitor ressonantes. Na Fig. 4.23 tem-se tensão v_{ab} e a corrente na fonte V'_0 e na Fig. 4.24 a tensão e corrente nas chaves S_1 e S_2 , e nos diodos grameadores. Observa-se que tanto a entrada em condução como o bloqueio destes semicondutores são suaves.

Listagem do arquivo de dados:

```
v.1 3 8 200 0 0
v.2 8 1 200 0 0
v.3 5 6 160 0 0
cr.1 7 8 4.782n -200
t.1 3 2 0.1 1M 40k 0 0 1 0 12.5u
t.2 2 1 0.1 1M 40k 0 0 1 12.5u 25u
t.3 7 8 0.1 1M 40k 0 0 2 .5583u 5.5583u 13.06u 18.06u
d.1 7 3 0.1 1M
d.2 1 7 0.1 1M
d.3 4 5 0.1 1M
d.4 7 5 0.1 1M
d.5 6 4 0.1 1M
d.6 6 7 0.1 1M
lr.1 2 4 33.1u
.simulacao 0 5m 0 0 1
```

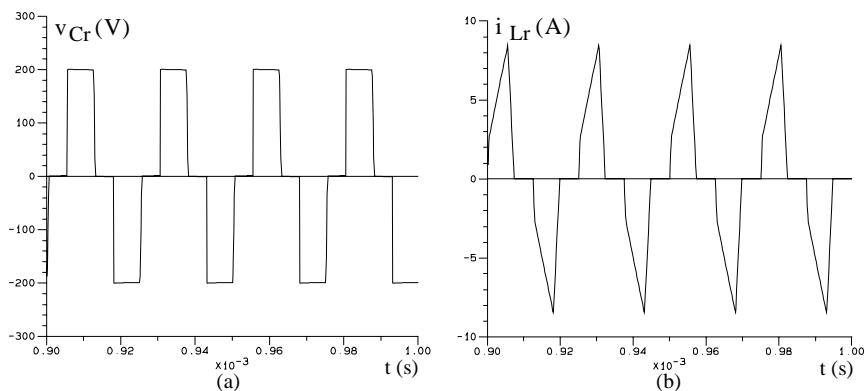


Fig. 4.22 – (a) Tensão no capacitor ressonante e (b) corrente no indutor ressonante.

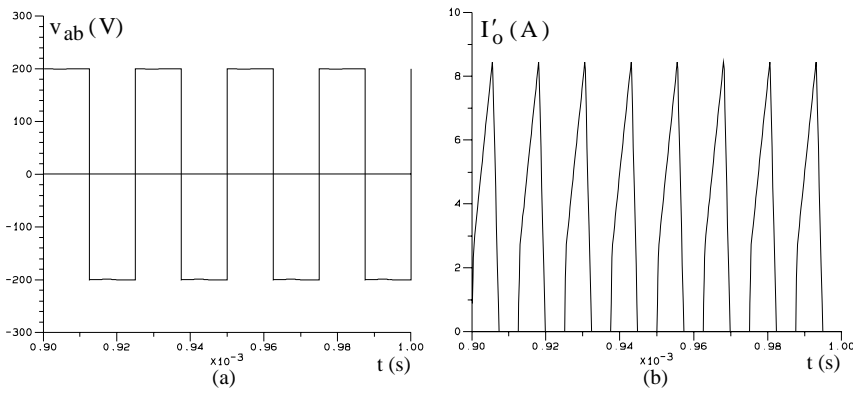


Fig. 4.23 – (a) Tensão v_{ab} e (b) corrente na fonte V'_O .

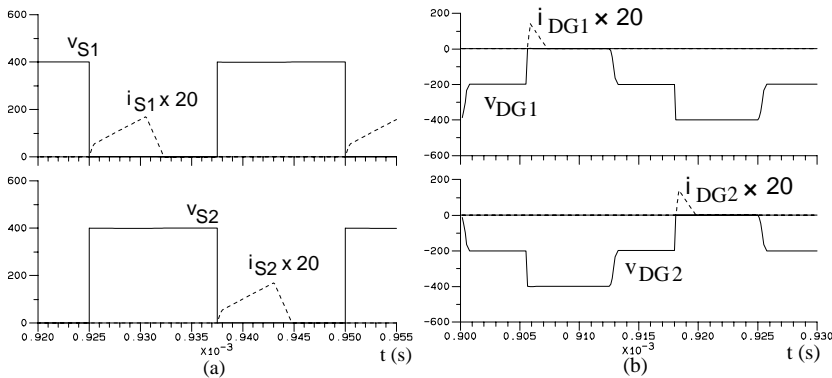


Fig. 4.24 – (a) Detalhe da comutação nas chaves S_1 e S_2 e (b) detalhe da comutação nos diodos grameadores.

Na tabela I são comparadas algumas grandezas calculadas com aquelas obtidas por simulação. Observa-se o pequeno erro existente entre a análise teórica e a simulação, validando o procedimento de projeto adotado.

Tabela I

	Calculado	Simulado
$I'_{o_{med}}$ (A)	3,125	2,998
$I_{S1,2_{med}}$ (A)	1,563	1,499
$I_{S1,2_{ef}}$ (A)	3,119	3,006
$I_{S1,2_{pico}}$ (A)	8,9	8,528
$I_{DG_{med}}$ (A)	0,3125	0,241
$I_{DG_{ef}}$ (A)	1,346	1,109
$I_{DG_{pico}}$ (A)	8,69	7,082
$I_{S3,4_{med}}$ (A)	1,174	1,228
$I_{S3,4_{ef}}$ (A)	2,737	2,781
$I_{S3,4_{pico}}$ (A)	8,889	8,528

4.12.2 Operação com Potência Mínima

Na Fig. 4.25 são apresentados a tensão e corrente no indutor e capacitor ressonantes. Na Fig. 4.26 tem-se a tensão e corrente nas chaves S_1 e S_2 e nos diodos grampeadores. Observa-se que tanto a entrada em condução como o bloqueio destes semicondutores são suaves. Na Fig. 4.27 é apresentada a corrente na fonte V'_o .

Listagem do arquivo de dados:

```
v.1 3 8 200 0 0
v.2 8 1 200 0 0
v.3 5 6 160 0 0
cr.1 7 8 4.782n -200
t.1 3 2 0.1 1M 40k 0 0 1 0 12.5u
t.2 2 1 0.1 1M 40k 0 0 1 12.5u 25u
t.3 7 8 0.1 1M 40k 0 0 2 .5583u .9583u 13.06u 13.46u
d.1 7 3 0.1 1M
```

```

d.2 1 7 0.1 1M
d.3 4 5 0.1 1M
d.4 7 5 0.1 1M
d.5 6 4 0.1 1M
d.6 6 7 0.1 1M
lr.1 2 4 33.1u
.simulacao 0 1m 0 0 1

```

Na tabela II são comparadas algumas grandezas calculadas com aquelas obtidas por simulação. Também para potência mínima tem-se apenas um pequeno erro, validando a análise teórica.

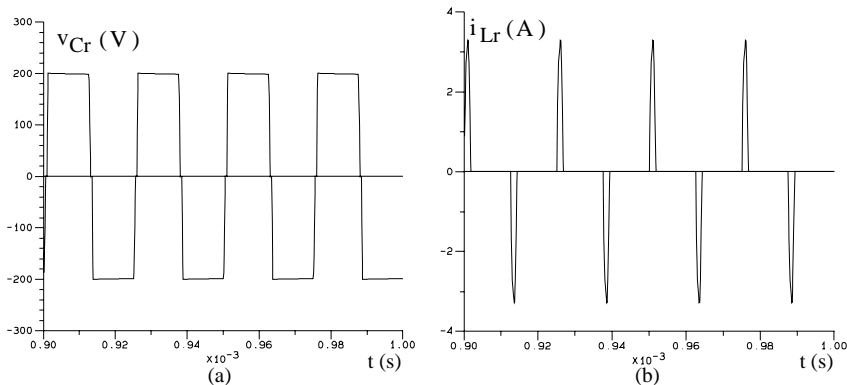


Fig. 4.25 – (a) Tensão no capacitor ressonante e (b) corrente no indutor ressonante.

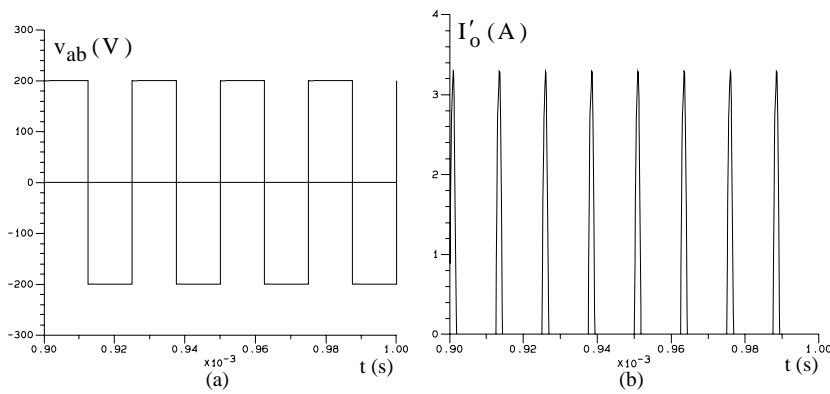


Fig. 4.26 – (a) Tensão v_{ab} e (b) corrente na fonte V_o' .

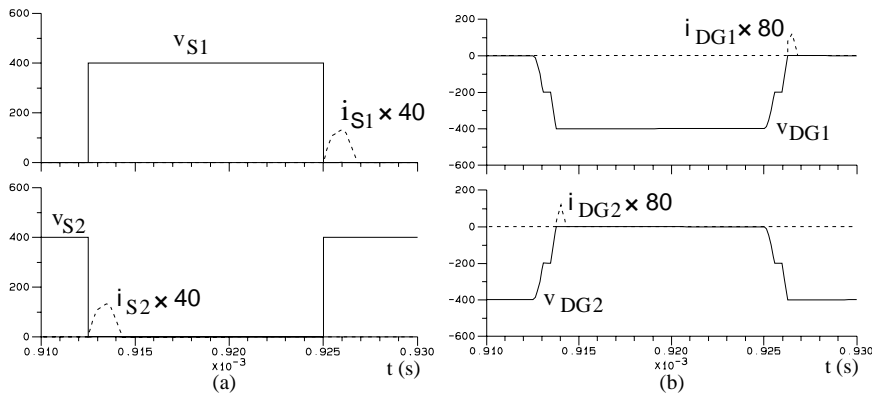


Fig. 4.27 – (a) Detalhe da comutação nas chaves S_1 e S_2 e (b) detalhe da comutação nos diodos grameadores.

Tabela II

	Calculado	Simulado
--	-----------	----------

$I'_{o_{med}} (A)$	0,3125	0,309
$I_{S1,2_{med}} (A)$	0,156	0,155
$I_{S1,2_{ef}} (A)$	0,636	0,64
$I_{S1,2_{pico}} (A)$	3,355	3,29
$I_{DG_{med}} (A)$	0,03125	0,0212
$I_{DG_{ef}} (A)$	0,239	0,165
$I_{DG_{pico}} (A)$	2,75	1,49
$I_{S3,4_{med}} (A)$	0,049	0,035
$I_{S3,4_{ef}} (A)$	0,387	0,359
$I_{S3,4_{pico}} (A)$	3,321	3,29