

## CAPÍTULO III

# CONVERSOR SÉRIE RESSONANTE COM GRAMPEAMENTO DA TENSÃO DO CAPACITOR RESSONANTE

### 3.1 INTRODUÇÃO

O conversor série ressonante estudado no Cap. II é conveniente para as aplicações onde se desejam características de saída de fonte de corrente. Nesse conversor porém, a tensão no capacitor ressonante pode atingir valores bem maiores do que o da fonte de alimentação. Uma alternativa para evitar este problema é interromper o ciclo ressonante através do grampeamento da tensão do capacitor ressonante. Na Fig. 3.1 é apresentado este conversor. Como se pode observar, dois diodos ( $D_{G1}$  e  $D_{G2}$ ) são adicionados ao conversor série ressonante, proporcionando o grampeamento da tensão do capacitor ressonante no valor da fonte de alimentação ( $V_i/2$ ). O conversor opera em condução descontínua de corrente em uma ampla faixa de variação da frequência de chaveamento, até próximo da frequência de ressonância. Além disso, a característica externa fica modificada em relação ao conversor série ressonante convencional.

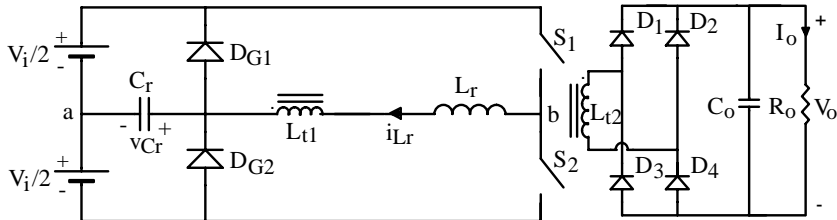


Fig. 3.1 - Conversor série ressonante com grampeamento da tensão do capacitor ressonante.

### 3.2 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  $V'_0$  e a corrente no primário  $I'_0$ .

#### 1ª Etapa ( $t_0, t_1$ )

A primeira etapa de funcionamento está representada na Fig. 3.2. No instante  $t_0$  a tensão no capacitor ressonante é igual a  $-V_i/2$  e a corrente no indutor ressonante é igual a zero. A tensão no capacitor e corrente no indutor variam de forma ressonante até o instante  $t_1$  quando  $v_{Cr}(t)=V_i/2$  e  $i_{Lr}(t)=I_1$ .

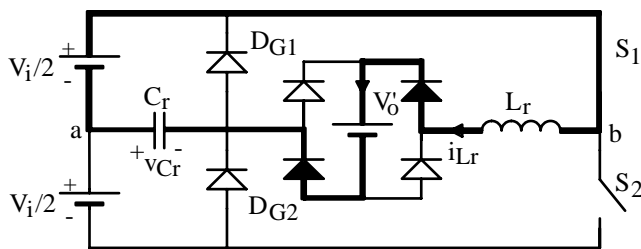


Fig. 3.2 - Primeira etapa.

#### 2ª Etapa ( $t_1, t_2$ )

Quando a tensão no capacitor atinge  $V_i/2$ , o diodo  $D_1$  entra em condução, pois a tensão sobre o mesmo é zero. Com a entrada em condução de  $D_1$ , a tensão no capacitor mantém-se constante e a corrente no indutor ressonante decresce de forma linear. Na Fig. 3.3 tem-se a representação desta etapa, que termina quando a corrente no indutor ressonante atinge zero, bloqueando  $D_1$ .

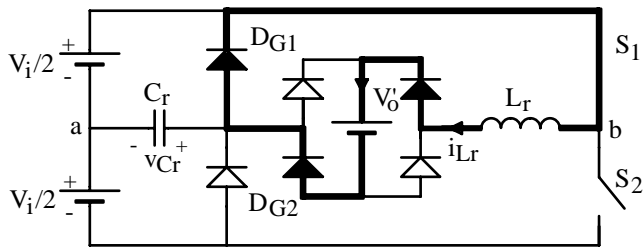


Fig. 3.3 - Segunda etapa.

### 3ª Etapa ( $t_2, t_3$ )

O diodo  $D_1$  bloqueia-se em  $t_2$ , e a chave  $S_2$  ainda não é comandada a conduzir, como mostrado na Fig. 3.4. A tensão no capacitor é mantida em  $V_i/2$ , e a corrente no indutor é nula.

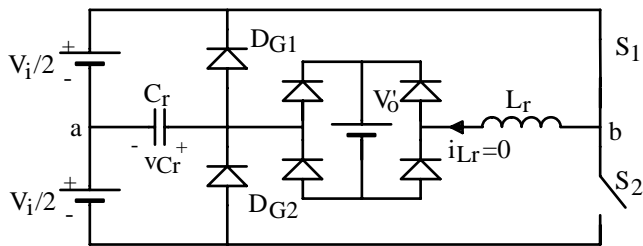


Fig. 3.4 - Terceira etapa.

### 4ª Etapa ( $t_3, t_4$ )

No instante  $t_3$ , que é igual a  $T_s/2$ , a chave  $S_2$  entra em condução, como mostrado na Fig. 3.5. A tensão no capacitor e corrente no indutor variam de forma ressonante até o instante  $t_4$  quando  $v_{Cr}(t) = -V_i/2$  e  $i_{Lr}(t) = -I_1$ .

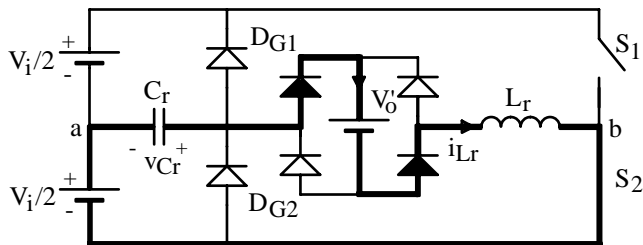


Fig. 3.5 - Quarta etapa.

### 5ª Etapa (t<sub>4</sub>, t<sub>5</sub>)

Quando a tensão no capacitor ressonante atinge  $-V_i/2$ , o diodo  $D_2$  entra em condução, pois a tensão sobre o mesmo é zero. A tensão no capacitor fica grampeada em  $-V_i/2$ , e a corrente no indutor ressonante decresce de forma linear. Esta etapa está representada na Fig. 3.6 e termina quando a corrente no indutor atinge zero, instante em que o diodo  $D_2$  bloqueia.

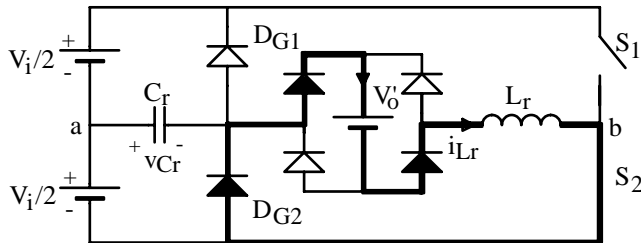


Fig. 3.6 - Quinta etapa.

### 6ª Etapa (t<sub>5</sub>, t<sub>6</sub>)

A sexta etapa está representada na Fig. 3.7. O diodo  $D_2$  bloqueia-se em  $t_5$ , e a chave  $S_1$  ainda não é comandada a conduzir. A tensão no capacitor ressonante fica grampeada em  $-V_i/2$ , e a corrente no indutor é nula. Esta etapa termina quando a chave  $S_1$  é comandada a conduzir, iniciando-se outro período de funcionamento.

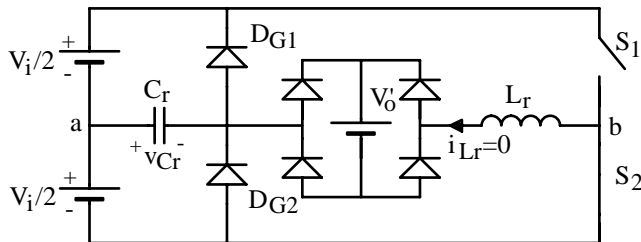


Fig. 3.7 - Sexta etapa.

### 3.3 FORMAS DE ONDA BÁSICAS

As formas de onda mais importantes, com indicação dos intervalos de tempo correspondentes, para as condições idealizadas descritas na Seção 3.2, estão representadas na Fig. 3.8.

### 3.4 EQUACIONAMENTO

Nesta seção são obtidas as expressões de  $v_{Cr}(t)$  e  $i_{Lr}(t)$ , para os diferentes intervalos de tempo. Por ser o circuito simétrico, será analisado apenas meio período de operação.

#### A. Primeira Etapa

As condições iniciais para a primeira etapa são: 
$$\begin{cases} v_{Cr}(t_0) = -V_i/2 \\ i_{Lr}(t_0) = 0 \end{cases}$$

Do circuito equivalente obtém-se as expressões (3.1) e (3.2).

$$\frac{V_i}{2} = L_r \frac{di_{Lr}(t)}{dt} + v_{Cr}(t) + V'_o \quad (3.1)$$

$$i_{Lr}(t) = C_r \frac{dv_{Cr}(t)}{dt} \quad (3.2)$$

Aplicando a transformada de Laplace às equações (3.1) e (3.2), obtém-se (3.3) e (3.4).

$$\frac{(V_i/2) - V'_o}{s} = sL_r I_{Lr}(s) + v_{Cr}(s) \quad (3.3)$$

$$I_{Lr}(s) = sC_r v_{Cr}(s) + C_r \frac{V_i}{2} \quad (3.4)$$

Seja: 
$$V_1 = \frac{V_i}{2} \quad \text{e} \quad \omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}$$

Substituindo (3.4) em (3.3) obtém-se (3.5).

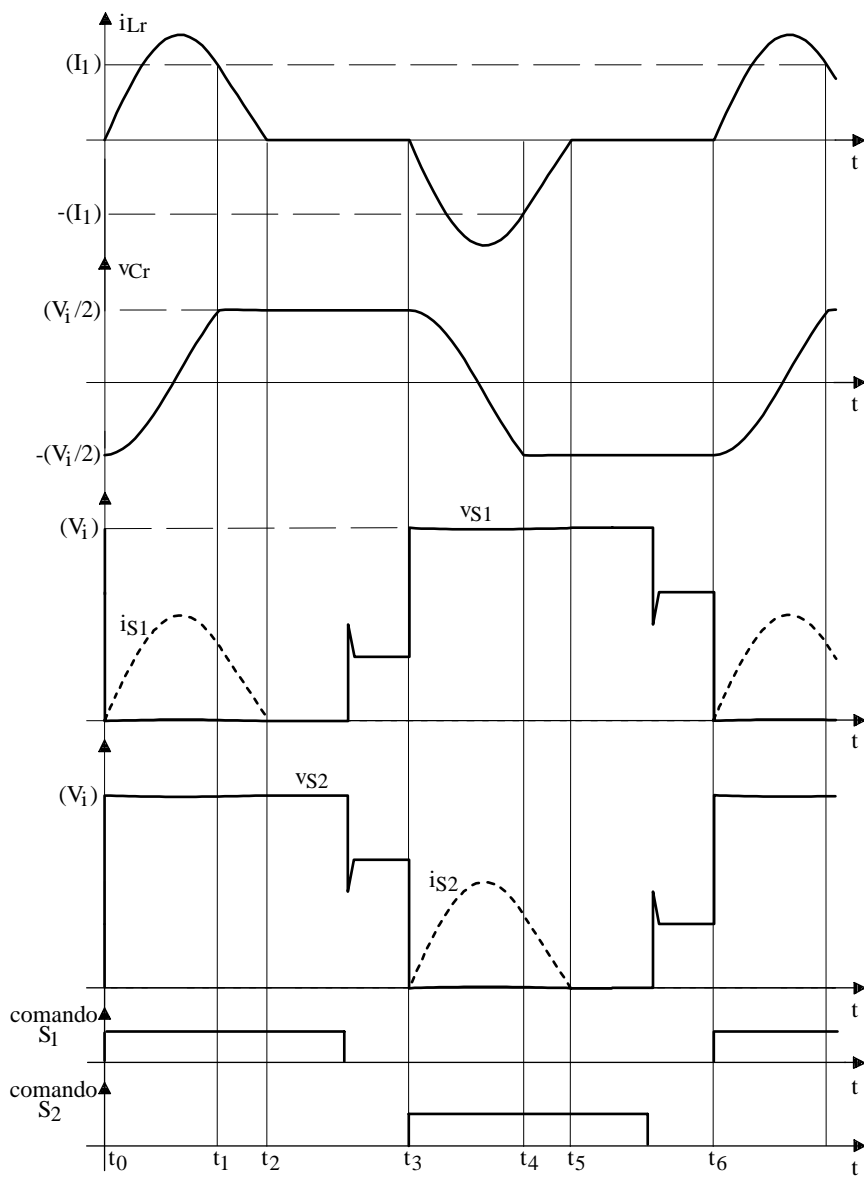


Fig. 3.8 - Formas de onda básicas.

$$v_{Cr}(s) = \frac{(V_1 - V'_0) \omega_o^2}{s(s^2 + \omega_o^2)} - s \frac{V_i}{(s^2 + \omega_o^2)} \quad (3.5)$$

Aplicando-se a anti-transformada de Laplace a equação (3.5), obtém-se (3.6).

$$v_{Cr}(t) = -(2V_1 - V'_0) \cos(\omega_o t) + V_1 - V'_0 \quad (3.6)$$

Derivando a equação (3.6), e multiplicando-a por  $C_r$ , obtém-se a corrente no indutor, parametrizada em função da impedância característica ( $z = \sqrt{L_r/C_r}$ ), dada por (3.7).

$$i_{L_r}(t)z = (2V_1 - V'_0) \sin(\omega_o t) \quad (3.7)$$

Dividindo-se (3.6) e (3.7) por  $V_1$  e definindo-se  $q = \frac{V'_0}{V_1}$ ; obtém-se (3.8) e (3.9):

$$\overline{v_{Cr}(t)} = \frac{v_{Cr}(t)}{V_1} = -(2 - q) \cos(\omega_o t) + 1 - q \quad (3.8)$$

$$\overline{i_{L_r}(t)} = \frac{i_{L_r}(t)z}{V_1} = (2 - q) \sin(\omega_o t) \quad (3.9)$$

Esta etapa termina quando a tensão no capacitor é igual a  $V_1$ , ou seja  $\overline{v_{Cr}(t_1)} = 1$ . Assim escreve-se (3.10).

$$1 = -(2 - q) \cos(\omega_o t) + 1 - q \quad (3.10)$$

Logo, a duração desta etapa é dada por (3.11).

$$\overline{\omega_o(t_1 - t_0)} = \pi - \arccos\left(\frac{q}{2 - q}\right) \quad (3.11)$$

A corrente no indutor no final desta etapa é dada por (3.12).

$$\overline{I_1} = \frac{i_{L_r}(t_1)z}{V_1} = (2-q) \text{sen} \left[ \pi - \arccos \left( \frac{q}{2-q} \right) \right] \quad (3.12)$$

$$\boxed{\overline{I_1} = 2\sqrt{1-q}} \quad (3.13)$$

### A.1 Plano de Fase da Primeira Etapa

Seja a variável complexa  $z_1(t)$  definida pela expressão (3.14).

$$z_1(t) = \overline{v_{Cr}(t)} + j\overline{i_{Lr}(t)} \quad (3.14)$$

Substituindo (3.8) e (3.9) em (3.14) obtém-se (3.15) e (3.16).

$$z_1(t) = -(2-q)\cos(\omega_0 t) + 1 - q + j(2-q)\text{sen}(\omega_0 t) \quad (3.15)$$

$$z_1(t) = (1-q) - (2-q)e^{-j\omega_0 t} \quad (3.16)$$

A expressão (3.16) representa o plano de fase para a primeira etapa de operação, cujo centro da trajetória é  $(1-q)$  e raio  $R_1 = 2-q$ .

### B. Segunda Etapa

As condições iniciais para esta etapa são:  $\begin{cases} v_{Cr}(t_1) = V_1 \\ i_{Lr}(t_1) = I_1 \end{cases}$

Do circuito equivalente obtém-se as expressões (3.17) e (3.18):

$$i_{Lr}(t) = I_1 - \frac{V'_0}{L_r}(t - t_1) \quad (3.17)$$

$$v_{Cr}(t) = V_1 \quad (3.18)$$

Normalizando-se (3.17) e (3.18), obtém-se (3.19) e (3.20).

$$\boxed{\overline{v_{Cr}(t)} = \frac{v_{Cr}(t)}{V_1} = 1} \quad (3.19)$$

$$\boxed{\overline{i_{Lr}(t)} = \frac{i_{Lr}(t)z}{V_1} = \overline{I_1 - q w_o (t - t_1)}} \quad (3.20)$$

Esta etapa termina quando a corrente no indutor é igual a zero, assim escreve-se (3.21).

$$0 = 2\sqrt{1-q} - q w_o (t_2 - t_1) \quad (3.21)$$

Logo, a duração desta etapa é dada por (3.22).

$$\boxed{w_o (t_2 - t_1) = \frac{2\sqrt{1-q}}{q}} \quad (3.22)$$

### B.1 Plano de Fase da Segunda Etapa:

Adotando-se um procedimento semelhante à primeira etapa, obtém-se (3.23) e (3.24).

$$z_2(t) = \overline{v_{Cr}(t)} + j\overline{i_{Lr}(t)} \quad (3.23)$$

$$z_2(t) = 1 + j\overline{[I_1 - q w_o (t - t_1)]} \quad (3.24)$$

Observa-se nas equações (3.11) e (3.22) que os tempos de condução das chaves e dos diodos independem da frequência de chaveamento. Isto significa que o transformador não fica submetido a maiores esforços com a diminuição da frequência de chaveamento.

## 3.5 PLANO DE FASE

O plano de fase correspondente está representado na Fig. 3.9.

## 3.6 DEFINIÇÃO DAS FAIXAS DE OPERAÇÃO

Da Fig. 3.8, pode-se escrever (3.25).

$$\frac{T_s}{2} = (t_3 - t_0) \quad (3.25)$$

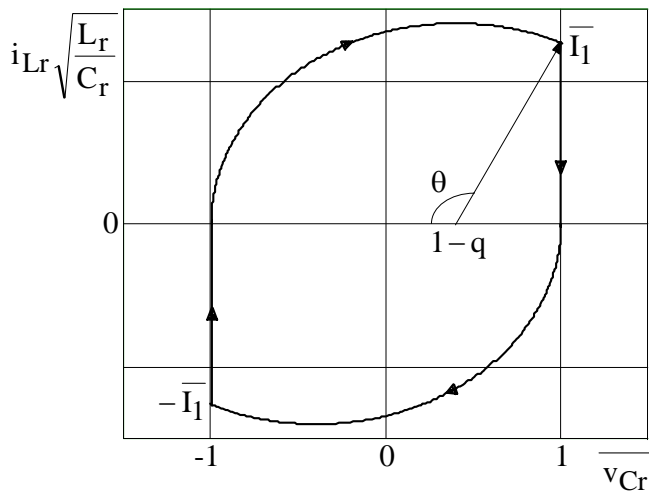


Fig. 3.9 - Plano de fase.

Reescrevendo (3.25) obtém-se (3.26).

$$\frac{\pi}{f_s/f_0} = w_0 (t_3 - t_0) \quad (3.26)$$

A mínima frequência de chaveamento deve ser superior ou igual a 18KHz, para não ser ouvida pelos seres humanos. Normalmente adota-se 20KHz. A máxima frequência de chaveamento é aquela que garante o funcionamento do conversor no limite entre a condução descontínua e contínua de corrente, ou seja, a condução crítica. Nesta frequência o intervalo  $(t_3-t_2)$  é igual a zero. Considerando-se então a duração da primeira e segunda etapas, obtém-se a expressão (3.27), da frequência de chaveamento máxima, parametrizada em relação à frequência de ressonância e em função do ganho estático  $q$ . Na Fig. 3.10 tem-se o ábaco da expressão (3.27). Como se pode verificar, à medida que o ganho estático aumenta, a frequência de chaveamento máxima se aproxima da frequência de ressonância, sendo que no caso limite  $f_{s\max}=f_0$ , para  $q=1$ .

Se o limite máximo de frequência de chaveamento (para um dado  $q$ ) não for respeitado, o conversor entra no modo de condução contínua, e não se obtém comutação suave das chaves.

$$\frac{f_{s\max}}{f_o} = \frac{\pi}{\pi - \arccos\left(\frac{q}{2-q}\right) + \frac{2\sqrt{1-q}}{q}} \quad (3.27)$$

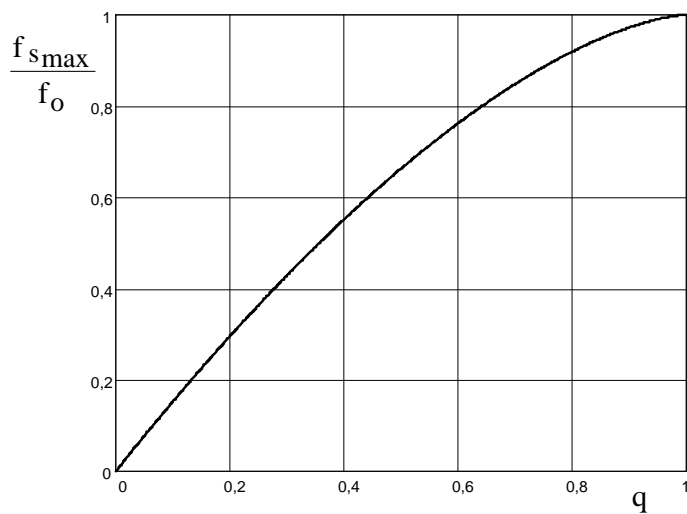


Fig. 3.10 – Relação entre a máxima frequência de chaveamento e a frequência de ressonância em função do ganho estático  $q$ .

### 3.7 CORRENTE MÉDIA NA FONTE $V'_o$

A corrente que circula pela fonte  $V'_o$  é igual à corrente no indutor ressonante. Assim, seu valor médio é calculado de acordo com (3.28).

$$\overline{I'_{o\text{med}}} = \frac{2}{T_s} \left( \int_{t_o}^{t_1} \overline{i_{Lr}(t)} dt + \int_{t_1}^{t_2} \overline{i_{Lr}(t)} dt \right) \quad (3.28)$$

Substituindo-se (3.9) e (3.20) em (3.28), obtém-se (3.29).

$$\overline{I'_{o\text{med}}} = \frac{2}{w_o T_s} \left[ 2 + \frac{2(1-q)}{q} \right] \quad (3.29)$$

Seja:  $\frac{1}{w_o T_s} = \frac{1}{2\pi} \frac{f_s}{f_o}$ .

Assim, obtém-se (3.30).

$$\overline{I'_{o\text{med}}} = \frac{I'_{o\text{med}} z}{V_1} = \frac{2}{\pi} \frac{1}{q} \frac{f_s}{f_o} \quad (3.30)$$

### 3.8 POTÊNCIA MÉDIA NA FONTE $V'_o$

Multiplicando-se a equação (3.30) pela tensão de saída normalizada  $q$ , obtém-se a expressão da potência média na fonte  $V'_o$  normalizada em função da relação  $\mu_o=f_s/f_o$ , dada por (3.31).

$$\overline{P_{V'_o}} = \frac{P_{V'_o} \sqrt{L_r/C_r}}{V_1^2} = \frac{2}{\pi} \frac{f_s}{f_o} \quad (3.31)$$

Observa-se na equação (3.31) o comportamento linear da potência normalizada, em função da relação  $\mu_o=f_s/f_o$ , ou seja, para se aumentar ou diminuir a potência transferida à carga deve-se aumentar ou diminuir na mesma proporção a frequência de chaveamento. Assim, com uma variação de carga, a potência é mantida constante (característica de potência imposta).

## 3.9. ESFORÇOS NOS SEMICONDUTORES

### 3.9.1 Correntes de Pico, Média e Eficaz nas Chaves e Diodos Retificadores

A partir do plano de fase verifica-se que a corrente de pico nas chaves e diodos retificadores ocorre quando  $\theta=\pi/2$ . O seu valor é dado por (3.32).

$$\boxed{\overline{I_{Spico}} = \frac{I_{Spico} z}{V_1} = \overline{I_{Dpico}} = \overline{R_1} = 2 - q} \quad (3.32)$$

Cada chave e par de diodos retificadores conduz a metade da corrente na fonte  $V'_0$ . Assim a corrente média nas chaves e diodos retificadores é dada por (3.33).

$$\boxed{\overline{I_{Smed}} = \frac{I_{Smed} z}{V_1} = \overline{I_{Dmed}} = \frac{\overline{I'_{omed}}}{2}} \quad (3.33)$$

A relação entre valores eficazes é dada por 3.34.

$$\overline{I_{Sef}} = \overline{I_{Def}} = \frac{\overline{I'_{oef}}}{\sqrt{2}} \quad (3.34)$$

A corrente eficaz na fonte  $V'_0$  é calculada de acordo com (3.35).

$$\overline{I'_{oef}} = \sqrt{\frac{2}{T_s} \int_{t_0}^{t_1} i_{Lr}(t)^2 dt + \int_{t_1}^{t_2} i_{Lr}(t)^2 dt} \quad (3.35)$$

Substituindo (3.9) e (3.21) em (3.35), obtém-se (3.36).

$$\overline{I'_{oef}} = \sqrt{\frac{1}{\pi f_o} \left[ \frac{(2-q)^2}{2} \left[ \pi - \arccos\left(\frac{q}{2-q}\right) \right] + \left( q + \frac{8}{3q} - \frac{8}{3} \right) \sqrt{1-q} \right]} \quad (3.36)$$

Assim, a corrente eficaz nas chaves e diodos retificadores é dada por (3.37).

$$\overline{I_{Sef}} = \frac{I_{Sef} z}{V_1} = \overline{I_{Def}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi f_o} \left[ \frac{(2-q)^2}{2} \left[ \pi - \arccos\left(\frac{q}{2-q}\right) \right] + \left( q + \frac{8}{3q} - \frac{8}{3} \right) \sqrt{1-q} \right]} \quad (3.37)$$

### 3.9.2 Correntes de Pico, Média e Eficaz nos Diodos Grampeadores

A partir do plano de fase verifica-se que a corrente de pico nos diodos grampeadores é dada por (3.38).

$$\boxed{\overline{I_{DG\text{pico}}} = \frac{I_{DG\text{pico}}^Z}{V_1} = \overline{I_1} = 2\sqrt{1-q}} \quad (3.38)$$

A corrente nos diodos grampeadores é igual à corrente do indutor ressonante apenas nas etapas lineares. Assim o valor médio é dado por (3.39).

$$I_{DG\text{med}} = \frac{1}{T_s} \int_{t_1}^{t_2} i_{Lr}(t) dt \quad (3.39)$$

Substituindo (3.20) e (3.13) em (3.39), obtém-se (3.40).

$$\boxed{\overline{I_{DG\text{med}}} = \frac{I_{DG\text{med}}^Z}{V_1} = \frac{1}{\pi} \frac{(1-q)}{q} \frac{f_s}{f_o}} \quad (3.40)$$

A corrente eficaz é calculada de acordo com (3.41).

$$I_{DG\text{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_{t_1}^{t_2} i_{Lr}(t)^2 dt} \quad (3.41)$$

Substituindo (3.20) e (3.13) em (3.41), obtém-se (3.42).

$$\boxed{\overline{I_{DG\text{ef}}} = \frac{I_{DG\text{ef}}^Z}{V_1} = \sqrt{\frac{4}{3\pi} \frac{(1-q)}{q} \sqrt{1-q} \frac{f_s}{f_o}}} \quad (3.42)$$

### 3.10 REPRESENTAÇÃO GRÁFICA DOS RESULTADOS DA ANÁLISE

#### 3.10.1 Característica de Saída

A característica de saída, parametrizada em função da relação  $z/V_1$ , foi traçada utilizando-se a expressão (3.30). Como se pode observar não se tem mais uma característica de fonte de corrente como no conversor estudado no Cap. II.

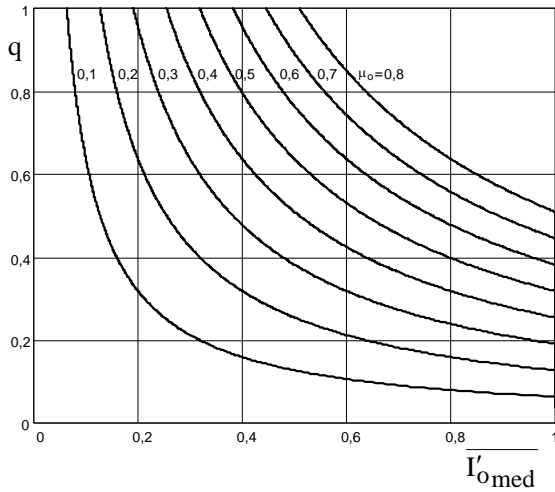


Fig. 3.11 - Característica de saída.

#### 3.10.2 Esforços nos Semicondutores

Os ábacos de corrente média e eficaz nas chaves e corrente média nos diodos grameadores, são traçados nesta seção. Todas as corrente estão parametrizadas em função da relação  $z/V_1$ .

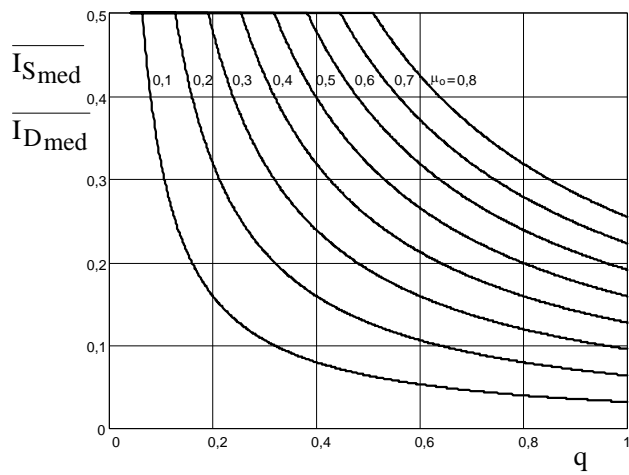


Fig. 3.12 – Corrente média nas chaves e nos diodos retificadores, em função do ganho estático  $q$ , tendo  $\mu_o$  como parâmetro.

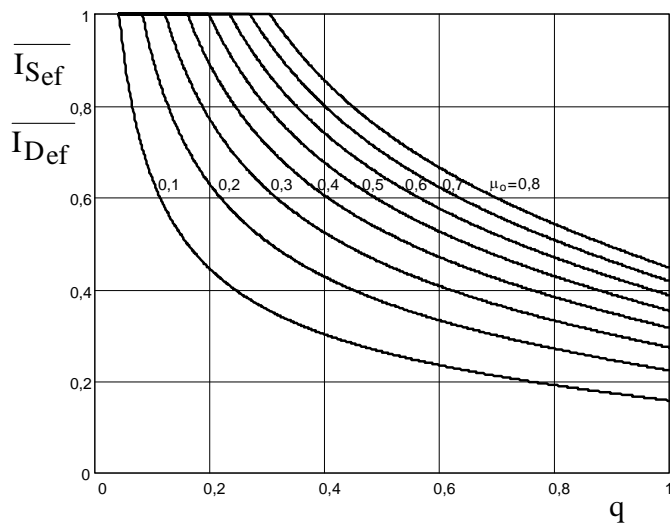


Fig. 3.13 – Corrente eficaz nas chaves e nos diodos retificadores, em função do ganho estático  $q$ , tendo  $\mu_o$  como parâmetro.

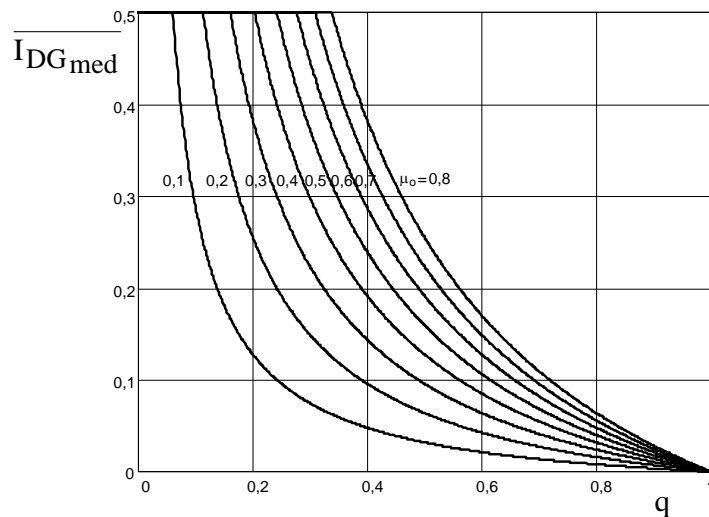
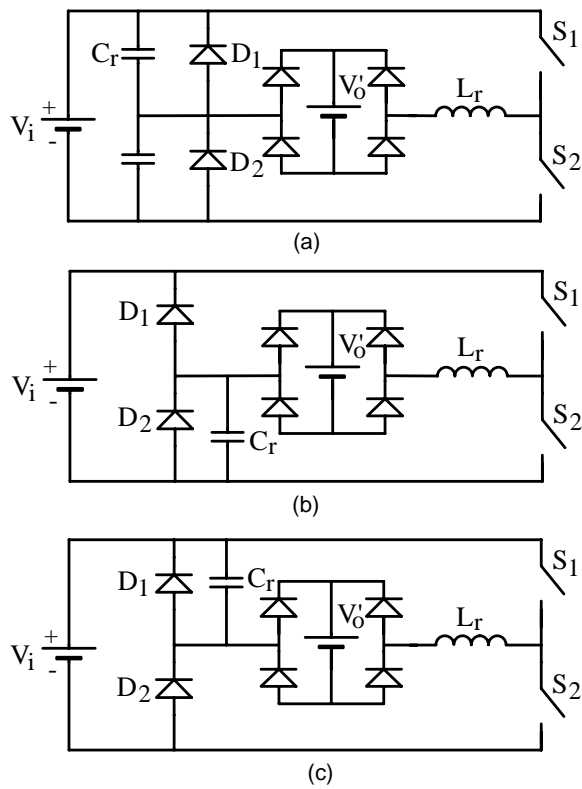


Fig. 3.14 – Corrente de média nos diodos grameadores, em função do ganho estático  $q$ , tendo  $\mu_o$  como parâmetro.

### 3.11 VARIAÇÕES TOPOLÓGICAS

Na Fig. 3.15 são apresentadas possíveis variações topológicas para o conversor série ressonante com grameamento da tensão do capacitor. O princípio de funcionamento não é modificado em relação ao conversor estudado neste capítulo.

Observa-se que não é necessário dispor-se de uma fonte com ponto médio. A topologia (a) tem a vantagem de absorver a capacitância parasita dos diodos. Nas topologias (b) e (c) o capacitor fica submetido ao dobro da tensão ( $V_j$ ).



3.15 - Variações topológicas do conversor série ressonante com grampeamento da tensão no capacitor ressonante.

### 3.12 METODOLOGIA E EXEMPLO DE PROJETO

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

Sejam as seguintes especificações:

$$V_1 = 400V$$

$$V_o = 50V$$

$$I_o = 10A$$

$$P_o = 500W$$

$$f_s = 100 \times 10^3 \text{ Hz}$$

#### A. Operação com Potência Nominal

Escolhendo-se  $q=0,8$ , obtém-se:

$$V'_o = q V_1 = 0,6 \times \frac{400}{2} = 160V$$

$$\frac{N_1}{N_2} = \frac{V'_o}{V_o} = \frac{160}{50} = 3,2$$

Escolhendo-se uma relação de frequências  $\mu_o=f_s/f_o=0,5$ , pode-se calcular a frequência de ressonância:

$$f_o = \frac{f_s}{\mu_o} = \frac{100 \times 10^3}{0,5} = 200 \times 10^3 \text{ Hz}$$

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

$$\frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} = 2\pi f_o = 2 \times \pi \times 200 \times 10^3$$

$$L_r C_r = 6,3325 \times 10^{-13}$$

Do ábaco de característica externa, obtém-se o valor parametrizado da corrente média na fonte  $V'_0$ :

$$\frac{I'_{0med}}{V_1} = \frac{I'_{0med} \sqrt{L_r/C_r}}{V_1} = 0,4$$

$$I'_{0med} = \frac{I_o}{N_1/N_2} = \frac{10}{3,2} = 3,125A$$

Com o valor de  $I'_{0med}$  tem-se uma segunda relação para  $L_r$  e  $C_r$ :

$$\sqrt{\frac{L_r}{C_r}} = 25,6$$

Logo:

$$C_r = 31,085 \times 10^{-9} F$$

$$L_r = 20,372 \times 10^{-6} H$$

O tempo de condução das chaves  $\Delta t_s$  e dos diodos grampeados  $\Delta t_{DG}$  podem então ser calculados:

$$\Delta t_s = \frac{1}{\omega_o} \left[ \pi - \arccos \left( \frac{q}{2-q} \right) + \frac{2\sqrt{1-q}}{q} \right] = 2,72 \times 10^{-6} s$$

$$\Delta t_{DG} = \frac{[(2\sqrt{1-q})/q]}{\omega_o} = 0,8897 \times 10^{-6} s$$

Os esforços nos semicondutores são então calculados de acordo com as expressões apresentadas na seção 3.9.

$$I_{Smed} = 1,554A \quad I_{Sef} = 3,351A \quad I_{Spico} = 9,375A$$

$$I_{DGmed} = 0,311A \quad I_{DGef} = 1,203A \quad I_{DGpico} = 6,988A$$

## B. Operação com Potência mínima

Para uma frequência mínima de 20KHz, tem-se a seguinte relação de frequências:

$$\frac{f_{s_{\min}}}{f_o} = 0,1$$

Para esta relação de frequências a potência mínima  $P_{o_{\min}} = 100W$ .

Os esforços nos semicondutores são então calculados de acordo com as expressões apresentadas na seção 3.9.

$$I_{S_{\text{med}}} = 0,311A \quad I_{S_{\text{ef}}} = 1,499A \quad I_{S_{\text{pico}}} = 9,375A$$

$$I_{DG_{\text{med}}} = 0,062A \quad I_{DG_{\text{ef}}} = 0,538A \quad I_{DG_{\text{pico}}} = 6,988A$$

### 3.13 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  $1M\Omega$ .

Foram feitas duas simulações, uma para uma frequência de chaveamento de 100KHz (potência nominal) e outra para 20KHz (potência mínima). O circuito simulado é mostrado na Fig. 3.16.

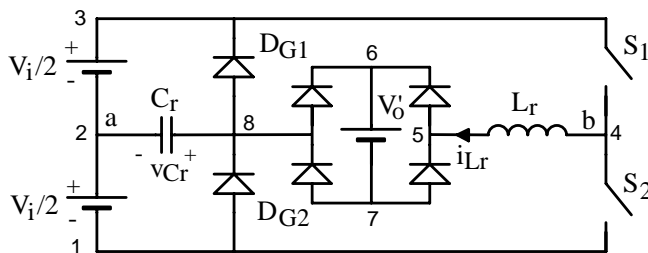


Fig. 3.16 - Circuito simulado.

### 3.13.1 Operação com Potência Nominal

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

```
v.1 2 1 200 0 0
v.2 3 2 200 0 0
v.3 6 7 160 0 0
cr.1 8 2 31.085n -200
t.1 3 4 0.1 1M 100k 0 0 1 0 2.72u
t.2 4 1 0.1 1M 100k 0 0 1 5u 7.72u
d.1 8 3 0.1 1M
d.2 1 8 0.1 1M
d.3 5 6 0.1 1M
d.4 8 6 0.1 1M
d.5 7 5 0.1 1M
d.6 7 8 0.1 1M
lr.1 4 5 20.372u
.simulacao 0 1m 0 0 1
```

Na Fig. 3.17 são apresentadas a tensão no capacitor e corrente no indutor e na Fig. 3.18 a tensão  $v_{ab}$  e a corrente na fonte  $V'_0$ . Na Fig. 3.19 tem-se tensão e corrente nas chaves e nos diodos grampeadores. Observa-se que tanto a entrada em condução como o bloqueio são suaves. Vale salientar o elevado pico de corrente nas chaves, o que significa perdas por condução elevadas.

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

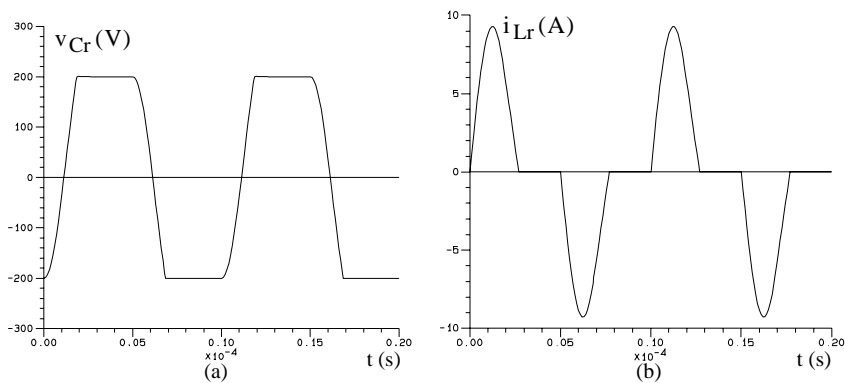


Fig. 3.17 – (a) Tensão no capacitor e (b) corrente no indutor.

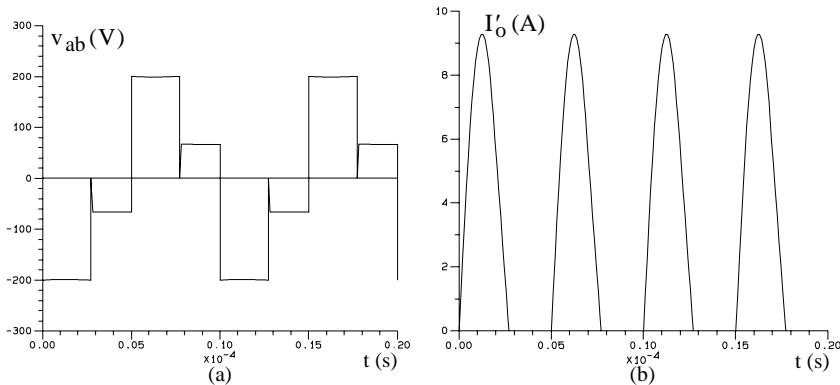


Fig. 3.18 – (a) Tensão  $v_{ab}$  e (b) corrente na fonte  $V_o'$ .

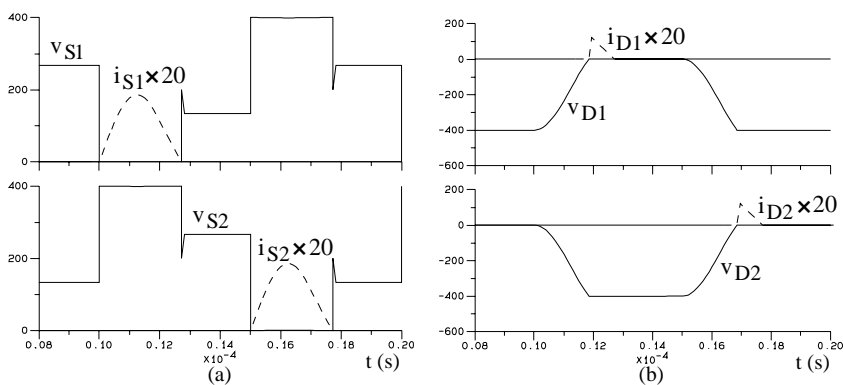


Fig. 3.19 – (a) Detalhe da comutação nas chaves e (b) detalhe da comutação nos diodos grameadores.

Tabela I

	Calculado	Simulado
$I'_o$ (A)	3,108	3,066
$I_{S_{med}}$ (A)	1,554	1,533
$I_{S_{ef}}$ (A)	3,369	3,317
$I_{S_{pico}}$ (A)	9,375	9,272
$I_{DG_{med}}$ (A)	0,311	0,259
$I_{DG_{ef}}$ (A)	1,21	1,048
$I_{DG_{pico}}$ (A)	6,988	6,003

### 3.13.2 Operação com Potência Mínima

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

```
v.1 2 1 200 0 0
v.2 3 2 200 0 0
v.3 6 7 160 0 0
cr.1 8 2 31.085n -200
t.1 3 4 0.1 1M 20k 0 0 1 0 2.72u
t.2 4 1 0.1 1M 20k 0 0 1 25u 27.72u
d.1 8 3 0.1 1M
d.2 1 8 0.1 1M
d.3 5 6 0.1 1M
d.4 8 6 0.1 1M
d.5 7 5 0.1 1M
d.6 7 8 0.1 1M
lr.1 4 5 20.372u
.simulacao 0 1m 0 0 1
```

Na Fig. 3.20 são apresentadas a tensão no capacitor e corrente no indutor e na Fig. 3.21 a tensão  $v_{ab}$  e a corrente na fonte  $V'_0$ .

Na Fig. 3.22 tem-se a tensão e corrente nas chaves e nos diodos grampeadores. Tanto a entrada em condução como o bloqueio são suaves. Como se pode verificar o pico de corrente permaneceu o mesmo, uma vez que este independe da frequência de chaveamento. Isto significa perdas por condução elevadas.

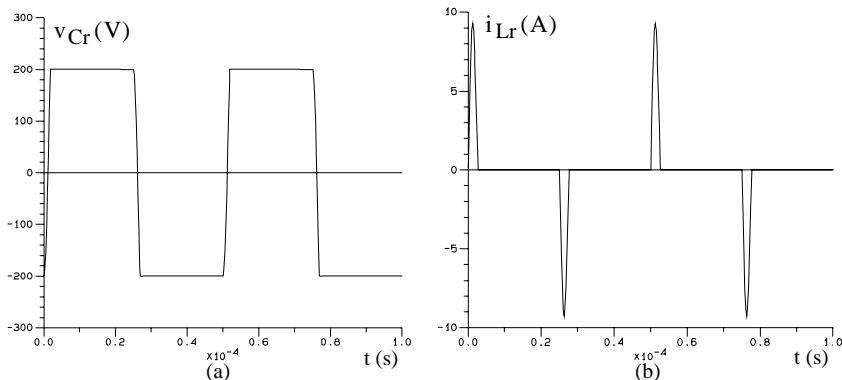


Fig. 3.20 – (a) Tensão no capacitor e (b) corrente no indutor.

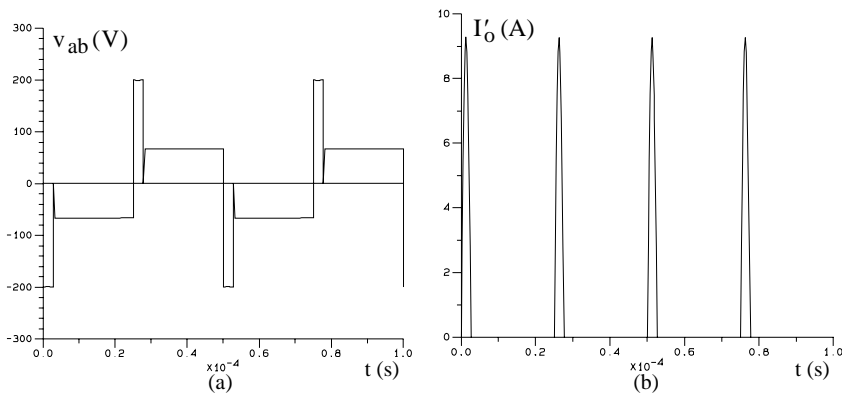


Fig. 3.21 – (a) Tensão  $v_{ab}$  e (b) corrente na fonte  $V'_0$ .

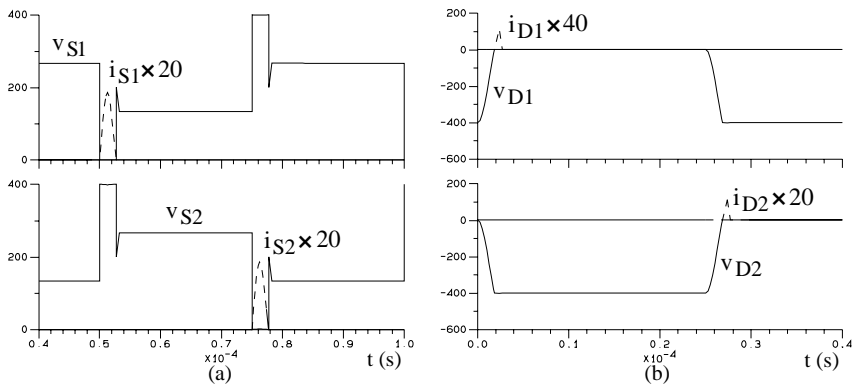


Fig. 3.22 – (a) Detalhe da comutação nas chaves e (b) detalhe da comutação nos diodos grampeadores.

Na tabela II são apresentadas algumas grandezas calculadas e obtidas por simulação.

Tabela II

	Calculado	Simulado
$I'_o$ (A)	0,622	0,583
$I_{S_{med}}$ (A)	0,311	0,259
$I_{S_{ef}}$ (A)	1,499	1,374
$I_{Spicc}$ (A)	9,375	9,274
$I_{DG_{med}}$ (A)	0,062	0,02046
$I_{DG_{ef}}$ (A)	0,538	0,24
$I_{DG_{pico}}$ (A)	6,988	2,81