

## CAPÍTULO VII

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

### 7.1 INTRODUÇÃO

O conversor que será estudado neste capítulo é muito importante. Este é conhecido na literatura internacionalmente como conversor FB-ZVS-PWM, iniciais das palavras Full-Bridge, Zero-Voltage-Switching, Pulse-Width-Modulated.

O circuito é semelhante ao estudado no capítulo anterior, porém com filtro LC na saída, a exemplo do que é utilizado no conversor em ponte completa tradicional.

O indutor do filtro reduz muito a ondulação na corrente após o retificador de saída. Para efeito de estudo, ele é usualmente substituído por uma fonte de corrente ideal. A consequência disso é uma redução das perdas de condução totais do conversor, com um significativo aumento do rendimento, em relação ao conversor anterior, com filtro capacitivo na saída.

O circuito de potência do conversor FB-ZVS-PWM está representado na Fig. 7.1.

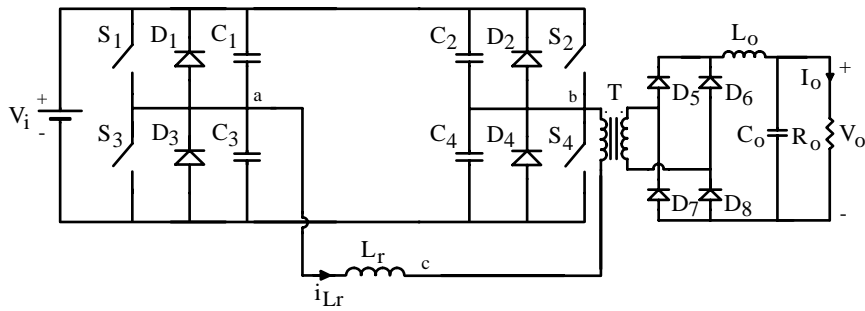


Fig. 7.1 - Conversor em ponte completa, PWM, ZVS, com filtro LC na saída.

Os diversos componentes do circuito são descritos como segue:

$V_i$  – fonte de tensão,

$S_{1,2,3,4}$  – interruptores ativos (MOSFETs ou IGBTs),

$D_{1,2,3,4}$  – diodos da ponte,

$C_{1,2,3,4}$  – capacitores de comutação,

T – transformador para isolamento e adaptação da tensão,

$D_{5,6,7,8}$  – diodos retificadores de saída,

$L_o$  – indutor do filtro de saída,

$C_o$  – capacitor do filtro de saída,

$R_o$  – resistência de carga,

$L_r$  – indutor de comutação, incluindo o efeito da dispersão do transformador.

No caso do emprego do MOSFET como interruptor,  $D_{1,2,3,4}$  e  $C_{1,2,3,4}$  são os componentes intrínsecos, não sendo necessário componentes externos.

Os interruptores são comandados por sinais representados simplificadaamente na Fig. 7.2.

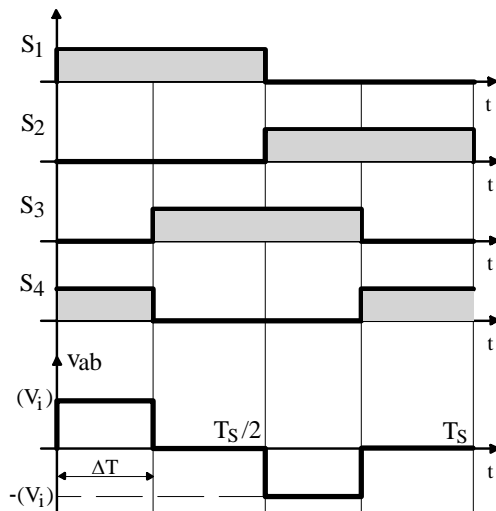


Fig. 7.2 – Sinais de comando e tensão  $v_{ab}$ .

Os sinais de comando de cada braço são complementares. A tensão  $v_{ab}$  e conseqüentemente a potência transferida à carga é controlada pela defasagem entre os sinais de comando dos braços, representado por  $\Delta T$  na figura 7.2.

Na seção 7.2 o funcionamento do circuito é explicado em detalhes.

## 7.2 ETAPAS DE FUNCIONAMENTO

Para simplificar a análise o transformador é removido e a carga é representada por uma fonte de corrente ideal, cujo valor é igual à  $I'_O$ , como representado na Fig. 7.3. Todos os demais componentes são considerados ideais.

### 1ª Etapa ( $t_0, t_1$ )

No instante  $t_0$  o estado topológico do conversor é representado pela Fig. 7.3. A fonte de corrente  $I'_O$ , que representa a carga, encontra-se curto-circuitada pelos diodos retificadores de saída. A corrente do indutor ressonante  $L_r$  circula por  $S_2$  e  $D_1$ .

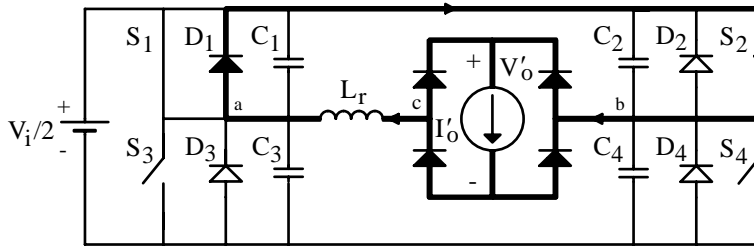


Fig. 7.3 - Primeira etapa.

### 2ª Etapa ( $t_1, t_2$ )

No instante  $t_1$  a chave  $S_2$  é bloqueada. As tensões  $v_{C2}$  e  $v_{C4}$ , e a corrente  $i_{Lr}$  variam de forma ressonante até o instante  $t_1$ , quando a tensão  $v_{C4}$  torna-se igual a zero. A segunda etapa está representada na Fig. 7.4.

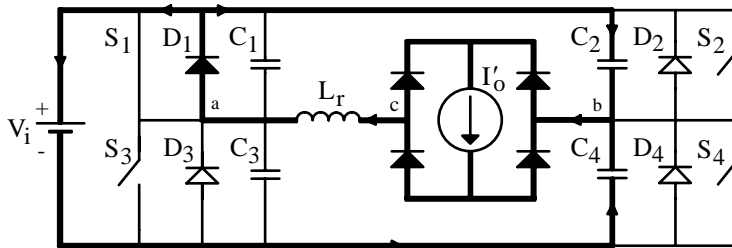


Fig. 7.4 - Segunda etapa.

### 3ª Etapa ( $t_2, t_3$ )

No instante  $t_2$ , quando a tensão no capacitor  $C_4$  atinge zero, o diodo  $D_4$  é polarizado diretamente e entra em condução. A corrente no indutor decresce linearmente. Durante esta etapa a chave  $S_4$  deve ser comandada a conduzir. Na Fig. 7.5 tem-se esta etapa.

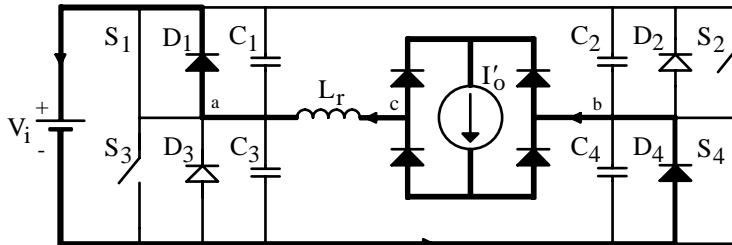


Fig. 7.5 - Terceira etapa.

#### 4ª Etapa ( $t_3, t_4$ )

Esta etapa inicia no instante  $t_3$  quando a corrente no indutor  $L_r$  atinge zero e inverte de sentido, circulando por  $S_1$  e  $S_4$ , como mostrado na Fig. 7.6. A corrente no indutor cresce linearmente, e no final desta etapa atinge  $I'_0$ .

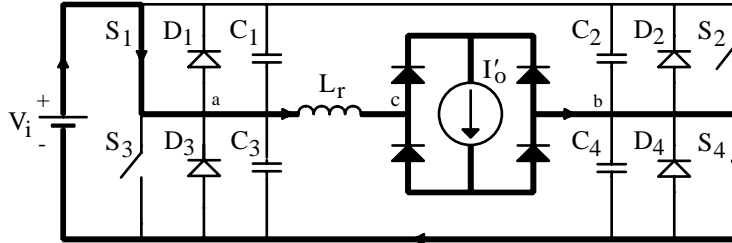


Fig. 7.6 - Quarta etapa.

#### 5ª Etapa ( $t_4, t_5$ )

Na Fig. 7.7 está representada a quinta etapa de funcionamento. Durante esta ocorre a transferência de potência para a carga, através de  $S_1$  e  $S_4$ .

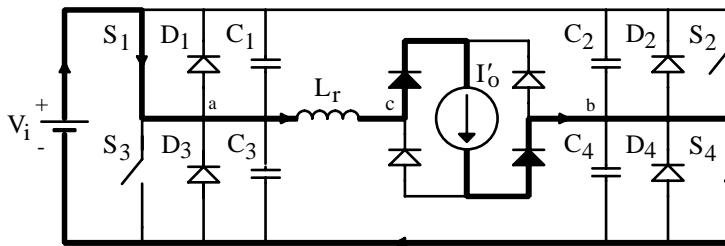


Fig. 7.7 - Quinta etapa.

#### 6ª Etapa ( $t_5, t_6$ )

No instante  $t_5$  a chave  $S_1$  é bloqueada. As tensões  $v_{C1}$  e  $v_{C3}$  variam de forma ressonante até o instante  $t_6$ , quando a tensão no capacitor  $C_3$  torna-se igual a zero. Na Fig. 7.8 tem-se a sexta etapa.

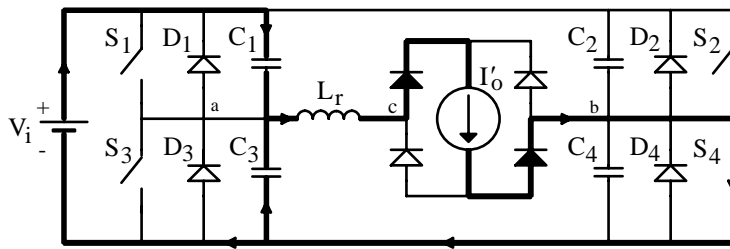


Fig. 7.8 - Sexta etapa.

### 7ª Etapa ( $t_6, t_7$ )

No instante  $t_6$ , quando a tensão no capacitor  $C_3$  atinge zero, o diodo  $D_3$  é polarizado diretamente, entrando em condução, como mostrado na Fig.7.9. Durante esta etapa os diodos do estágio de saída se mantêm em curto-circuito e a corrente no indutor  $L_r$  circula por  $D_3$  e  $S_4$ .

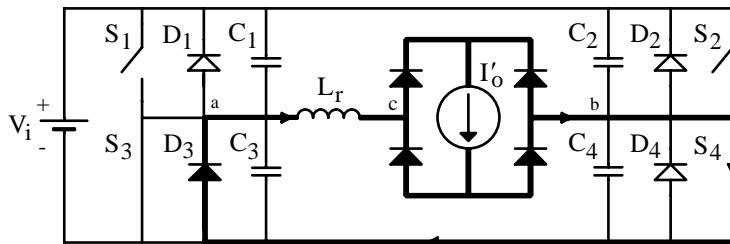


Fig. 7.9 - Sétima etapa.

### 8ª Etapa ( $t_7, t_8$ )

A oitava etapa está representada na Fig. 7.10. No instante  $t_7$  a chave  $S_4$  é bloqueada. As tensões  $v_{C2}$  e  $v_{C4}$ , e a corrente  $i_{Lr}$  variam de forma ressonante até o instante  $t_8$ , quando a tensão  $v_{C2}$  torna-se igual a zero.

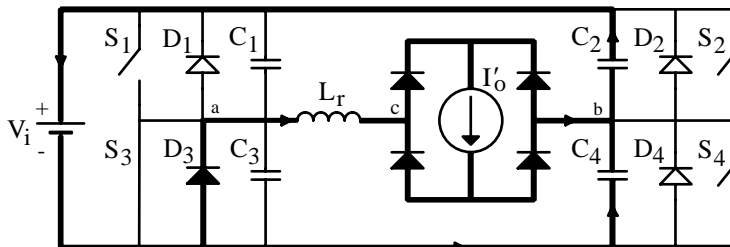


Fig. 7.10 - Oitava etapa.

### 9ª Etapa ( $t_8, t_9$ )

A nona etapa inicia no instante  $t_8$  quando a tensão no capacitor  $C_2$  atinge zero, polarizando diretamente o diodo  $D_2$ , como mostrado na Fig. 7.11. A corrente no indutor decresce linearmente. Durante esta etapa a chave  $S_2$  deve ser comandada a conduzir.

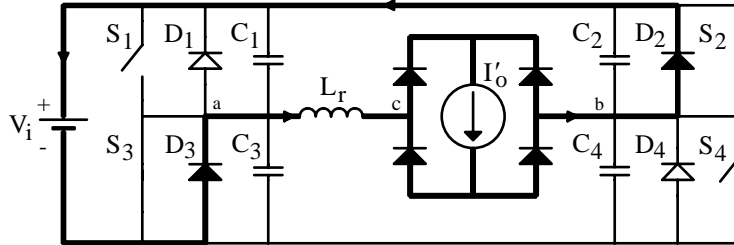


Fig. 7.11 - Nona etapa.

### 10ª Etapa ( $t_9, t_{10}$ )

No instante  $t_9$  a corrente no indutor  $L_r$  atinge zero e inverte de sentido, passando a circular por  $S_3$  e  $S_2$ , como mostrado na Fig. 7.12. Essa mesma corrente cresce linearmente, igualando-se a  $I_o$  no instante  $t_{10}$ .

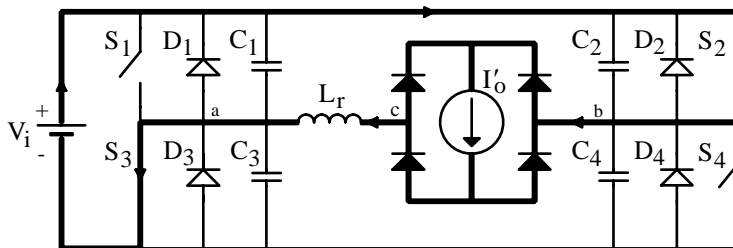


Fig. 7.12 - Décima etapa.

### 11ª Etapa ( $t_{10}, t_{11}$ )

Na Fig. 7.13 tem-se a representação da décima primeira etapa. Durante esta ocorre a transferência de potência para a carga, através de  $S_2$  e  $S_3$ .

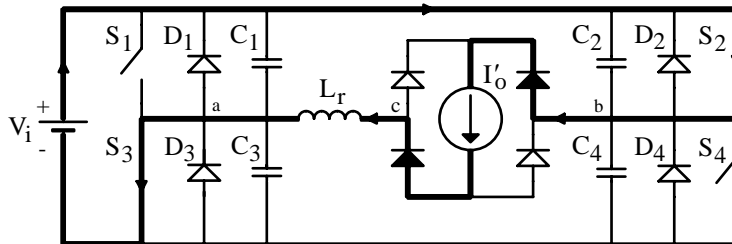


Fig. 7.13 - Décima primeira etapa.

### 12ª Etapa ( $t_{11}, t_{12}$ )

No instante  $t_{11}$  a chave  $S_3$  é bloqueada. As tensões  $v_{C1}$  e  $v_{C3}$  variam de forma linear até o instante  $t_{12}$ , quando  $v_{C1}$  torna-se igual a zero. Esta etapa está representada na Fig. 7.14.

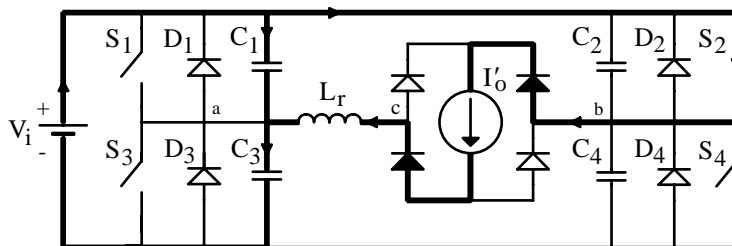


Fig. 7.14 - Décima segunda etapa.

## 7.3 FORMAS DE ONDA BÁSICAS

As formas de onda mais importantes, com indicação dos intervalos de tempo correspondentes, para as condições idealizadas na seção 7.2, estão representadas na Fig. 7.15.

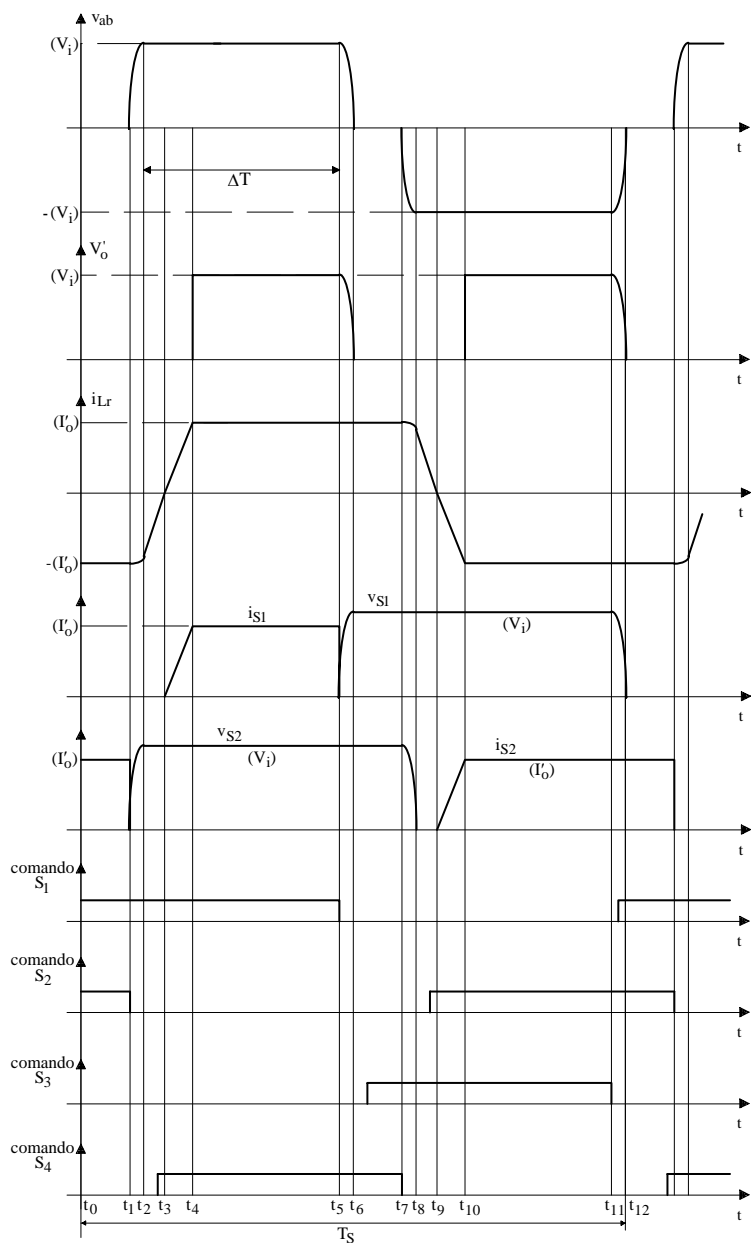


Fig. 7.15 - Formas de Onda Básicas.

## 7.4 EQUACIONAMENTO

### 7.4.1 Característica de Saída

Pela simetria do conversor, sabe-se que  $\Delta t_{1-0} = \Delta t_{7-6}$ ,  $\Delta t_{32} = \Delta t_{9-8}$ ,  $\Delta t_{4-3} = \Delta t_{10-9}$  e  $\Delta t_{5-4} = \Delta t_{11-10}$ .

Seja  $\Delta T$  o tempo em que a tensão  $v_{ab}$  é igual a tensão da fonte ( $\pm V_i$ ). Assim pode-se escrever (7.1) e (7.2).

$$\Delta T = \Delta t_{3-2} + \Delta t_{4-3} + \Delta t_{5-4} = \Delta t_{9-8} + \Delta t_{10-9} + \Delta t_{11-10} \quad (7.1)$$

$$\frac{T_s}{2} \cong \Delta T + \Delta t_{7-6} \quad (7.2)$$

A razão cíclica  $D$  é definida pela expressão (7.3):

$$D = \frac{2 \Delta T}{T_s} \quad (7.3)$$

A variação linear da corrente no indutor  $L_r$  provoca uma redução na razão cíclica efetiva na carga. Na Fig. 7.14 pode se observar que na terceira, quarta, nona e décima etapas, quando a corrente no indutor ressonante varia linearmente, a ponte de diodos fica em curto-circuito, ou seja, a tensão na carga é zero. Assim sendo, a transferência de potência ocorre apenas na quinta e décima primeira etapas. Definindo-se a razão cíclica efetiva ( $D_{ef}$ ) responsável pela transferência de potência, obtém-se então a duração da quinta e décima primeira etapas, de acordo com a expressão (7.4):

$$\Delta t_{5-4} = D_{ef} \frac{T_s}{2} \quad (7.4)$$

Se considerarmos que durante a segunda etapa (etapa ressonante) a corrente no indutor praticamente não varia, ou seja, que a corrente inicial na terceira etapa é  $I'_0$ , a duração da terceira etapa será igual a duração da quarta etapa. Assim tem-se (7.5).

$$\Delta t_{3-2} \cong \Delta t_{4-3} \quad (7.5)$$

Portanto a duração da quarta e da terceira etapa de funcionamento é dada por (7.6) e (7.7).

$$\Delta t_{4-3} = (D - D_{\text{ef}}) \frac{T_s}{4} \quad (7.6)$$

$$\Delta t_{1-0} = (1 - D) \frac{T_s}{2} \quad (7.7)$$

Do circuito elétrico equivalente da quarta etapa de funcionamento, tem-se (7.8).

$$V_i = L_r \frac{di_{L_r}(t)}{dt} \quad (7.8)$$

Aplicando-se a transformada de Laplace, e isolando-se a corrente no indutor obtém-se (7.9).

$$i_{L_r}(s) = \frac{V_i}{s^2 L_r} \quad (7.9)$$

Aplicando-se a anti-transformada de Laplace à equação (7.9) chega-se à expressão (7.10) para a corrente no indutor.

$$i_{L_r}(t) = \frac{V_i}{L_r} t \quad (7.10)$$

Esta etapa termina quando a corrente no indutor é igual a  $I'_o$ , cuja duração é dada por (7.11).

$$\Delta t_{4-3} = \frac{I'_o L_r}{V_i} \quad (7.11)$$

Substituindo-se as expressões (7.4), (7.5) e (7.11) em (7.1), obtém-se uma relação entre a razão cíclica e a razão cíclica efetiva, dada por (7.12).

$$\Delta T = D \frac{T_s}{2} = \Delta t_{3-2} + \Delta t_{4-3} + \Delta t_{5-4} = \frac{2I'_o L_r}{V_i} + D_{\text{ef}} \frac{T_s}{2} \quad (7.12)$$

Isolando-se a razão cíclica efetiva em (7.12) tem-se (7.13).

$$D_{\text{ef}} = D - \frac{4I'_o L_r f_s}{V_i} \quad (7.13)$$

Como pode se observar na expressão (7.13), o termo  $(4 I'_o L_r f_s/V_i)$  corresponde à perda de razão cíclica devido à derivada finita de corrente no indutor. Esta perda de razão cíclica é diretamente proporcional à corrente de carga. A corrente média de saída normalizada é apresentada em (7.14).

$$\overline{I'_o} = \frac{4I'_o L_r f_s}{V_i} \quad (7.14)$$

Substituindo-se (7.14) em (7.13) tem-se (7.15):

$$D_{\text{ef}} = D - \overline{I'_o} \quad (7.15)$$

A tensão média de saída é dada por (7.16), (7.17) ou (7.18).

$$V'_{o\text{med}} = D_{\text{ef}} V_i \quad (7.16)$$

$$V'_{o\text{med}} = \left( D - \frac{4I'_o L_r f_s}{V_i} \right) V_i \quad (7.17)$$

$$\boxed{q = \frac{V'_{o\text{med}}}{V_i} = D - \overline{I'_o}} \quad (7.18)$$

#### 7.4.2 Correntes de Pico, Média, e Eficaz nas Chaves

A corrente de pico nas chaves é igual à corrente da carga, dada por (7.19).

$$\boxed{\frac{I_{S\text{pico}}}{I'_o} = 1} \quad (7.19)$$

A corrente média e a corrente eficaz nas chaves  $S_1$  e  $S_3$  são calculadas integrando-se a corrente no indutor na quarta e quinta etapas de operação, como mostrado nas expressões (7.20) e (7.24). E nas chaves  $S_2$  e  $S_4$  são calculadas integrando-se a corrente no indutor na quarta, quinta e primeira etapas de operação, como mostrado nas expressões (7.22) e (7.26).

$$I_{S1,3_{med}} = \frac{1}{T_s} \left( \int_0^{\Delta t_{43}} I'_o \frac{t}{\Delta t_{43}} dt + \int_0^{\Delta t_{54}} I'_o dt \right) = I'_o \frac{D + 3D_{ef}}{8} \quad (7.20)$$

Substituindo-se (7.15) em (7.20) obtém-se (7.21).

$$\overline{I_{S1,3_{med}}} = \frac{I_{S1,3_{med}}}{I'_o} = \frac{1}{8} (4D - 3\overline{I'_o}) \quad (7.21)$$

$$I_{S2,4_{med}} = \frac{1}{T_s} \left( \int_0^{\Delta t_{43}} I'_o \frac{t}{\Delta t_{43}} dt + \int_0^{\Delta t_{54}} I'_o dt + \int_0^{\Delta t_{1-0}} I'_o dt \right) = I'_o \left[ \frac{-3(D - D_{ef}) + 4}{8} \right] \quad (7.22)$$

Substituindo-se (7.15) em (7.22) tem-se (7.23).

$$\overline{I_{S2,4_{med}}} = \frac{I_{S2,4_{med}}}{I'_o} = \frac{1}{8} (4 - 3\overline{I'_o}) \quad (7.23)$$

$$I_{S1,3_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left[ \int_0^{\Delta t_{43}} \left( I'_o \frac{t}{\Delta t_{43}} \right)^2 dt + \int_0^{\Delta t_{54}} I'^o{}^2 dt \right]} = \frac{I'_o}{2} \sqrt{\frac{D + 5D_{ef}}{3}} \quad (7.24)$$

Substituindo-se (7.15) em (7.24) tem-se (7.25).

$$\overline{I_{S1,3_{ef}}} = \frac{I_{S1,3_{ef}}}{I'_o} = \frac{1}{2} \sqrt{2D - \frac{5}{3}\overline{I'_o}} \quad (7.25)$$

$$I_{S2,4ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left[ \int_0^{\Delta t_{43}} \left( I_o' \frac{t}{\Delta t_{43}} \right)^2 dt + \int_0^{\Delta t_{s4}} I_o'^2 dt + \int_0^{\Delta t_{1-0}} I_o'^2 dt \right]} = I_o' \sqrt{\frac{-5(D - D_{ef}) + 6}{12}} \quad (7.26)$$

Substituindo-se (7.15) em (7.26) obtém-se (7.27).

$$\overline{I_{S2,4ef}} = \frac{I_{S2,4ef}}{I_o'} = \frac{1}{2} \sqrt{2 - \frac{5}{3} \overline{I_o'}} \quad (7.27)$$

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

A corrente de pico nos diodos em anti-paralelo com as chaves, igual a corrente na carga, é dada por (7.28).

$$\overline{I_{Dpico}} = \frac{I_{Dpico}}{I_o'} = 1 \quad (7.28)$$

A corrente média e a corrente eficaz nos diodos  $D_1$  e  $D_3$  são calculadas integrando-se a corrente no indutor na primeira e terceira etapas de operação, como mostrado nas expressões (7.29) e (7.33). E nos diodos  $D_2$  e  $D_4$  integrando-se a corrente no indutor na quarta etapa de operação, como mostrado nas expressões (7.31) e (7.35).

$$I_{D1,3med} = \frac{1}{T_s} \left[ \int_0^{\Delta t_{1-0}} I_o' dt + \int_0^{\Delta t_{32}} \left( I_o' - I_o' \frac{t}{\Delta t_{32}} \right) dt \right] = \frac{I_o'}{2} \left[ 1 - \frac{(D + D_{ef})}{2} \right] \quad (7.29)$$

Substituindo-se (7.15) em (7.29) tem-se a expressão (7.30).

$$\overline{I_{D1,3med}} = \frac{I_{D1,3med}}{I_o'} = \frac{1}{2} \left[ 1 - D + \frac{\overline{I_o'}}{2} \right] \quad (7.30)$$

$$I_{D2,4_{med}} = \frac{1}{T_s} \int_0^{\Delta t_{43}} \left( I'_o - \frac{\overline{I}'_o}{\Delta t_{43}} t \right) dt = I'_o \frac{(D - D_{ef})}{8} \quad (7.31)$$

Substituindo-se (7.15) em (7.31) tem-se a expressão (7.32).

$$\overline{I_{D2,4_{med}}} = \frac{I_{D2,4_{med}}}{I'_o} = \frac{\overline{I}'_o}{8} \quad (7.32)$$

$$I_{D1,3_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left[ \int_0^{\Delta t_{1-0}} I'_o{}^2 dt + \int_0^{\Delta t_{32}} \left( I'_o - I'_o \frac{t}{\Delta t_{32}} \right)^2 dt \right]} = I'_o \sqrt{\frac{-2(D + D_{ef}) + 3}{6}} \quad (7.33)$$

Substituindo-se (7.15) em (7.33) obtém-se a expressão (7.34).

$$\overline{I_{D1,3_{ef}}} = \frac{I_{D1,3_{ef}}}{I'_o} = \sqrt{\frac{3 - 4D + 2\overline{I}'_o}{6}} \quad (7.34)$$

$$I_{D2,4_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{\Delta t_{43}} \left( I'_o - \frac{\overline{I}'_o}{\Delta t_{43}} t \right)^2 dt} = I'_o \sqrt{\frac{D - D_{ef}}{6}} \quad (7.35)$$

Substituindo-se (7.15) em (7.35) obtém-se (7.36).

$$\overline{I_{D2,4_{ef}}} = \frac{I_{D2,4_{ef}}}{I'_o} = \sqrt{\frac{\overline{I}'_o}{6}} \quad (7.36)$$

#### 7.4.4 Correntes de Pico, Média e Eficaz nos Diodos Retificadores

A corrente de pico nos diodos retificadores, igual a corrente da carga, é dada por (7.37).

$$\frac{I_{DR\ pico}}{I'_o} = \frac{I_{DR\ pico}}{I'_o} = 1 \quad (7.37)$$

A corrente média nos diodos retificadores é igual a corrente da carga sobre dois, como mostra a expressão (7.38).

$$\frac{I_{DR\ med}}{I'_o} = \frac{I_{DR\ med}}{I'_o} = \frac{1}{2} \quad (7.38)$$

A corrente eficaz dos diodos retificadores, é dada pela raiz quadrada da soma dos quadrados das correntes eficazes nas chaves  $S_2$  e  $S_4$  e diodos  $D_2$  e  $D_4$ , como mostrado em (7.39) e (7.40).

$$I_{DR\ ef} = \sqrt{I_{S_{2,4\ ef}}^2 + I_{D_{2,4\ ef}}^2} \quad (7.39)$$

$$\frac{I_{DR\ ef}}{I'_o} = \frac{I_{DR\ ef}}{I'_o} = \frac{\sqrt{2 - I'_o}}{2} \quad (7.40)$$

## 7.5 ANÁLISE DA COMUTAÇÃO

Observando as etapas de funcionamento verifica-se que as chaves  $S_1$  e  $S_3$  irão comutar com a corrente de carga  $I'_o$  e as chaves  $S_2$  e  $S_4$  irão comutar com uma corrente que será sempre menor que a corrente de carga  $I'_o$ , uma vez que a ponte de diodos está em curto-circuito durante esta comutação. Assim, nas chaves  $S_2$  e  $S_4$  somente obtém-se comutação sob tensão nula para uma corrente de carga acima de um valor crítico. Para se obter comutação suave em uma ampla faixa de corrente de carga, é necessário ter grandes valores de indutância  $L_r$ . Entretanto, grandes valores desta indutância reduzem substancialmente as inclinações de subida e descida da corrente, reduzindo a razão cíclica efetiva. Além disso, os valores de pico estão limitados à corrente de carga, o que torna as comutações mais críticas do que, por exemplo, as comutações quando a carga tem característica de fonte de tensão (Capítulo VI), uma vez que os picos de corrente envolvidos são maiores.

Uma alternativa para solucionar o problema da comutação é a utilização de um circuito auxiliar de comutação, como mostrado na Fig. 7.16. Este é composto pelos indutores auxiliares  $L_{a1}$  e  $L_{a2}$ , sendo que  $L_{a1}$  fornecerá corrente para a comutação de  $S_1$  e  $S_3$ , e  $L_{a2}$  fornecerá corrente para a comutação de  $S_2$  e  $S_4$ . Vale salientar que estes indutores auxiliares não alteram as etapas de funcionamento do conversor, porém há um aumento na energia reativa circulante com um conseqüente aumento das perdas de condução nos semicondutores.

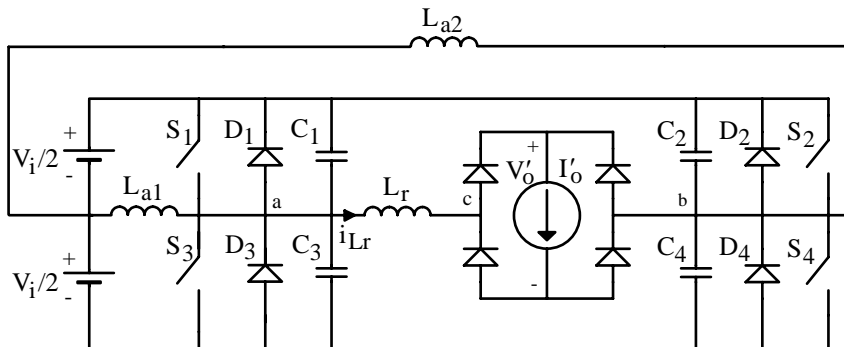


Fig. 7.16 - Conversor em Ponte Completa, ZVS, PWM, com saída em fonte de corrente, com circuito auxiliar de comutação.

### A. Comutação do Braço Direito (chaves $S_2$ e $S_4$ )

A comutação destas chaves ocorrem com os diodos retificadores em curto-circuito, como se pode observar na segunda e oitava etapas de operação. Portanto, somente a energia armazenada no indutor  $L_r$  e no indutor auxiliar  $L_{a2}$  estão disponíveis para realizar a comutação.

Sejam as condições iniciais da segunda etapa de funcionamento, dadas pelas expressões abaixo:

$$\begin{cases} v_{C2}(0) = 0 \\ v_{C4}(0) = V_i \\ i_{L_r}(0) = I'_o \end{cases}$$

Do circuito elétrico equivalente da segunda etapa tem-se (7.41), (7.42) e (7.43).

$$i_{L_r}(t) = i_{C_2}(t) + i_{C_4}(t) - I_{La2pico} \quad (7.41)$$

$$L_r \frac{di_{L_r}(t)}{dt} + v_{C_2}(t) = 0 \quad (7.42)$$

$$v_{C_2}(t) + v_{C_4}(t) = V_i \quad (7.43)$$

As correntes nos capacitores  $C_2$  e  $C_4$  são dadas por (7.44) e (7.45).

$$i_{C_2}(t) = C_2 \frac{dv_{C_2}(t)}{dt} \quad (7.44)$$

$$i_{C_4}(t) = C_4 \frac{dv_{C_4}(t)}{dt} \quad (7.45)$$

Substituindo-se as equações (7.44) e (7.45) em (7.41), tem-se (7.46).

$$i_{L_r}(t) = C_2 \frac{dv_{C_2}(t)}{dt} + C_4 \frac{dv_{C_4}(t)}{dt} - I_{La2pico} \quad (7.46)$$

Substituindo-se a equação (7.43) em (7.46), obtém-se (7.47).

$$i_{L_r}(t) = (C_2 + C_4) \frac{dv_{C_2}(t)}{dt} - I_{La2pico} \quad (7.47)$$

Definindo-se  $C = C_2 + C_4 = C_1 + C_3$ , chega-se à expressão (7.48).

$$i_{L_r}(t) = C \frac{dv_{C_2}(t)}{dt} - I_{La2pico} \quad (7.48)$$

Aplicando-se a transformada de Laplace às equações (7.48) e (7.42), tem-se (7.49) e (7.50).

$$i_{L_r}(s) = s C v_{C2}(s) - \frac{I_{La2pico}}{s} \quad (7.49)$$

$$s L_r i_{L_r}(s) - L_r I'_o + v_{C2}(s) = 0 \quad (7.50)$$

Substituindo-se (7.49) em (7.50), obtém-se (7.51).

$$v_{C2}(s) (s^2 L_r C + 1) = L_r (I_{La2pico} + I'_o) \quad (7.51)$$

Definindo-se  $w_o = \frac{1}{\sqrt{L_r C}}$ , tem-se a expressão (7.52).

$$v_{C2}(s) = L_r w_o^2 \frac{(I_{La2pico} + I'_o)}{(s^2 + w_o^2)} \quad (7.52)$$

Aplicando-se a anti-transformada de Laplace à equação (7.52), obtém-se (7.53).

$$v_{C2}(t) = z (I_{La2pico} + I'_o) \text{sen}(w_o t) \quad (7.53)$$

Sendo  $z = \sqrt{\frac{L_r}{C}}$ .

Substituindo-se a equação (7.53) na equação (7.48), obtém-se (7.54).

$$i_{L_r}(t) = \frac{(I_{La2pico} + I'_o)}{w_o} \cos(w_o t) - I_{La2pico} \quad (7.54)$$

A partir das equações (7.53) e (7.54) verifica-se que o indutor  $L_r$  tem fundamental importância nesta comutação. Um pequeno valor de indutância  $L_r$  implica em elevados valores de corrente no indutor  $L_{a2}$ . Entretanto, na escolha do valor da indutância  $L_r$ , deve-se considerar que a mesma provoca uma perda de razão cíclica na carga.

Para garantir que esta comutação ocorra sob tensão nula em toda faixa de carga, devem-se considerar as seguintes condições:

- A corrente de carga  $I'_o$  é menor do que a corrente  $I_{La2pico}$ . Nesta condição a energia armazenada no indutor  $L_{a2}$  é suficiente para realizar a comutação.
- A corrente de carga  $I'_o$  é maior ou igual à corrente  $I_{La2pico}$ . Neste caso, deve-se garantir que a comutação se realize antes que a corrente em  $L_r$  se torne igual a zero. A partir do instante de inversão no sentido da corrente em  $L_r$ , a corrente responsável pela carga e descarga dos capacitores passa a ser igual à diferença entre  $I_{La2pico}$  e  $i_{Lr}(t)$ . Portanto, a corrente  $i_{Lr}(t)$  passa a não auxiliar na comutação.

O caso crítico ocorre quando a corrente de carga  $I'_o$  é igual à corrente  $I_{La2pico}$ . Nesta condição, o indutor  $L_r$  contribui com o menor valor de corrente inicial (menor valor de energia armazenada) para garantir que a comutação se realize antes que a corrente em  $L_r$  se torne igual a zero.

$$\text{Para o caso crítico desta comutação tem-se } \begin{cases} i_{Lr}(t) = 0 \\ I_{La2pico} = I'_o \end{cases} .$$

Substituindo-se estas condições iniciais na equação (7.54), chega-se à relação (7.55).

$$\omega_o t = \frac{\pi}{3} \quad (7.55)$$

Substituindo-se este valor obtido na equação (7.53), obtém-se na expressão (7.56) o valor da corrente  $I_{La2pico}$  que garante que esta comutação ocorra sob tensão nula em toda faixa de carga.

$$I_{La2pico} \geq \frac{V_i}{z\sqrt{3}} \quad (7.56)$$

## B. Comutação do Braço Esquerdo (chaves S<sub>1</sub> e S<sub>3</sub>)

A comutação destas chaves sempre ocorre quando a corrente de carga  $I'_o$  está presente no processo de comutação, como se pode observar na sexta e décima segunda etapas.

Sejam as condições iniciais da sexta etapa de funcionamento dadas pelas expressão abaixo:

$$\begin{cases} v_{C1}(0) = 0 \\ v_{C3}(0) = V_i \\ i_{Lr}(0) = I'_o \end{cases}$$

Do circuito elétrico equivalente da sexta etapa escreve-se (7.57) e (7.58).

$$I_{La1pico} = i_{C1}(t) + i_{C3}(t) - I'_o \quad (7.57)$$

$$v_{C1}(t) + v_{C3}(t) = V_i \quad (7.58)$$

As correntes nos capacitores  $C_1$  e  $C_3$  são dadas por (7.59) e (7.60).

$$i_{C1}(t) = C_1 \frac{dv_{C1}(t)}{dt} \quad (7.59)$$

$$i_{C3}(t) = C_3 \frac{dv_{C3}(t)}{dt} \quad (7.60)$$

Substituindo-se (7.59) e (7.60) em (7.57), tem-se (7.61).

$$I_{La1pico} = C_1 \frac{dv_{C1}(t)}{dt} + C_3 \frac{dv_{C3}(t)}{dt} - I'_o \quad (7.61)$$

Substituindo-se (7.58) em (7.61), obtém-se (7.62).

$$I_{La1pico} = C \frac{dv_{C1}(t)}{dt} - I'_o \quad (7.62)$$

Aplicando-se a transformada de Laplace à equação (7.62) tem-se (7.63) e (7.64).

$$\frac{I_{La1pico}}{s} = s C v_{C1}(s) - \frac{I'_o}{s} \quad (7.63)$$

$$v_{C1}(s) = \frac{(I_{La1pico} + I'_o)}{s^2 C} \quad (7.64)$$

Aplicando-se a anti-transformada de Laplace à equação (7.64) obtém-se a expressão (7.65) para a tensão no capacitor  $C_1$ .

$$v_{C1}(t) = \frac{(I_{La1pico} + I'_o)}{C} t \quad (7.65)$$

A duração desta etapa é definida pela equação (7.66):

$$\Delta t_1 = \left( \frac{C V_i}{I'_o + I_{La1pico}} \right) \quad (7.66)$$

Para garantir que esta comutação ocorra sob tensão nula, mesmo quando a corrente da carga  $I'_o$  for igual a zero, em um tempo máximo dado por  $\Delta t_{1máx}$ , a corrente  $I_{La1pico}$  deve ser dada por (7.67).

$$I_{La1pico} \geq \frac{C V_i}{\Delta t_{1max}} \quad (7.67)$$

A comutação das chaves  $S_1$  e  $S_3$  é menos crítica que a comutação das chaves  $S_2$  e  $S_4$ . Portanto, a corrente  $I_{La1pico}$  é geralmente menor do que  $I_{La2pico}$ .

## 7.6 REPRESENTAÇÃO GRÁFICA DOS RESULTADOS DA ANÁLISE

### 7.6.1 Característica de Saída

A característica de saída representada pela equação (7.18) é mostrada na Fig. 7.17. Se a derivada finita de corrente no indutor fosse

desprezada a característica de saída apresentaria um comportamento de fonte de tensão ideal com retas paralelas ao eixo x. Entretanto a característica de saída é constituída de retas decrescentes, sendo que o termo  $\bar{I}'_o$  incorpora a perda de razão cíclica devido à presença do indutor  $L_r$ . Portanto a tensão de saída não é independente da corrente de carga.

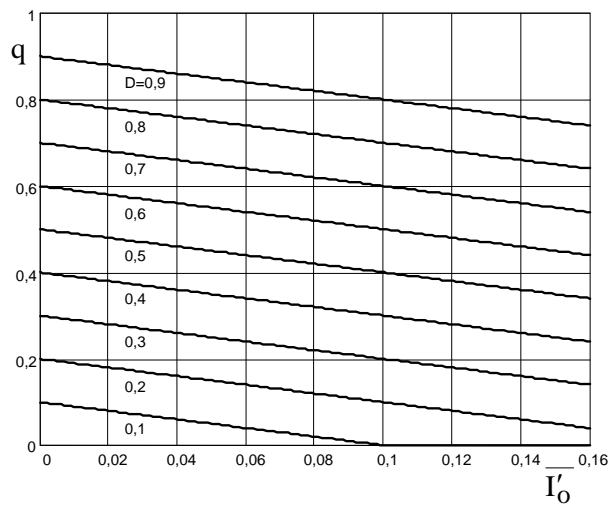


Fig. 7.17 – Característica de Saída.

## 7.7 METODOLOGIA E EXEMPLO DE PROJETO

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

Sejam as seguintes especificações:

$$V_i = 400V$$

$$V_o = 50V$$

$$P_o = 500W$$

$$I_o = 10A$$

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

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

Será considerada a mesma relação de transformação utilizada no Capítulo VI, uma vez que a única diferença entre os conversores é a natureza da carga. Assim:

$$n = 3,2$$

Portanto:

$$I'_{o\text{med}} = \frac{I_o}{n} = \frac{10}{3,2} = 3,125\text{A}$$

$$V'_{o\text{med}} = V_o n = 50 \times 3,2 = 160\text{V}$$

Adotando-se uma redução da razão cíclica  $\overline{I'_o}$  de 15%, calcula-se então o indutor  $L_r$ .

$$L_r = \frac{\overline{I'_o} V_i}{4f_s I'_o} = \frac{0,15 \times 400}{4 \times 40 \times 10^3 \times 3,125}$$

$$L_r = 120 \times 10^{-6}\text{H}$$

Será utilizado o mesmo valor de capacitores empregados no Capítulo VI, ou seja:

$$C_{1,2,3,4} = 222 \times 10^{-12}\text{F}$$

Portanto:

$$C = 444 \times 10^{-12}\text{F}$$

Definindo-se um tempo de comutação máximo de  $300 \times 10^{-9}$  segundos, calcula-se a corrente de pico no indutor  $L_{a1}$ .

$$I_{La1\text{pico}} \geq \frac{C V_i}{\Delta t_{1\text{max}}} = \frac{444 \times 10^{-12} \times 400}{300 \times 10^{-9}} = 0,592\text{A}$$

Assim, a indutância  $L_{a1}$  será:

$$L_{a1} = \frac{V_i}{8 f_s I_{La1\text{pico}}} = \frac{400}{8 \times 40 \times 10^3 \times 0,592} = 2,12 \times 10^{-3} \text{ H}$$

A corrente de pico no indutor  $L_{a2}$  é calculada como mostrado abaixo. Verifica-se que se obteve um valor menor do que a corrente de pico em  $L_{a1}$ . Isto se deve ao fato de se ter definido um tempo de comutação máximo muito pequeno.

$$I_{La2\text{pico}} \geq \frac{V_i}{z \sqrt{3}} \geq \frac{400}{\sqrt{\frac{120 \times 10^{-6}}{444 \times 10^{-12}} \times 3}} \geq 0,45 \text{ A}$$

Assim a indutância  $L_{a2}$  será:

$$L_{a2} = \frac{V_i}{8 f_s I_{La2\text{pico}}} = \frac{400}{8 \times 40 \times 10^3 \times 0,45} = 2,78 \times 10^{-3} \text{ H}$$

### **A. Operação com Potência Nominal**

Para os valores nominais calcula-se então a razão cíclica:

$$V'_{o\text{med}} = (D_{\text{nom}} - \overline{I'_o}) V_i$$

$$160 = (D_{\text{nom}} - 0,15) \times 400$$

Assim:

$$D_{\text{nom}} = 0,55$$

$$D_{\text{ef}} = D_{\text{nom}} - \overline{I'_o} = 0,55 - 0,15 = 0,4$$

Calcula-se o tempo de duração de cada etapa de maneira a determinar os instantes de entrada em condução e bloqueio das chaves.

$$\Delta T = \frac{D_{\text{nom}} T_s}{2} = \frac{0,55 \times 25 \times 10^{-6}}{2} = 6,875 \times 10^{-6} \text{ s}$$

$$\Delta t_{1-0} = \Delta t_{7-6} = (1 - D_{\text{nom}}) \frac{T_s}{2} = (1 - 0,55) \frac{25 \times 10^{-6}}{2} = 5,625 \times 10^{-6} \text{ s}$$

$$\Delta t_{4-3} = \Delta t_{10-9} = (D_{\text{nom}} - D_{\text{ef}}) \frac{T_s}{4} = (0,55 - 0,4) \times \frac{25 \times 10^{-6}}{4} = 0,9375 \times 10^{-6} \text{ s}$$

$$\Delta t_{5-4} = \Delta t_{11-10} = D_{\text{ef}} \frac{T_s}{2} = 0,4 \times \frac{25 \times 10^{-6}}{2} = 5 \times 10^{-6} \text{ s}$$

$$\Delta t_{3-2} = \Delta t_{9-8} = \Delta T - \Delta t_{4-3} - \Delta t_{5-4} = (6,875 - 0,9375 - 5) \times 10^{-6} = 0,938 \times 10^{-6} \text{ s}$$

Os esforços nos semicondutores são então calculados de acordo com as expressões apresentadas na seção 7.4.

$$I_{S1,3_{\text{med}}} = 0,684 \text{ A} \quad I_{S1,3_{\text{ef}}} = 1,44 \text{ A} \quad I_{S1,3_{\text{pico}}} = 3,125 \text{ A}$$

$$I_{S2,4_{\text{med}}} = 1,387 \text{ A} \quad I_{S2,4_{\text{ef}}} = 2,067 \text{ A} \quad I_{S2,4_{\text{pico}}} = 3,125 \text{ A}$$

$$I_{D1,3_{\text{med}}} = 0,82 \text{ A} \quad I_{D1,3_{\text{ef}}} = 1,338 \text{ A} \quad I_{D1,3_{\text{pico}}} = 3,125 \text{ A}$$

$$I_{D2,4_{\text{med}}} = 0,0586 \text{ A} \quad I_{D2,4_{\text{ef}}} = 0,494 \text{ A} \quad I_{D2,4_{\text{pico}}} = 3,125 \text{ A}$$

$$I_{DR_{\text{med}}} = 1,563 \text{ A} \quad I_{DR_{\text{ef}}} = 2,125 \text{ A} \quad I_{DR_{\text{pico}}} = 3,125 \text{ A}$$

## B. Operação com Potência Mínima

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

$$I'_{o_{\text{min}}} = \frac{P_{o_{\text{min}}}}{V'_{o_{\text{med}}}} = \frac{50}{160} = 0,3125 \text{ A}$$

Calcula-se então qual é a perda de razão cíclica para esta carga:

$$\overline{I'_{o\min}} = \frac{4I'_{o\min} L_r f_s}{V_i} = \frac{4 \times 0,3125 \times 120 \times 10^{-6} \times 40 \times 10^3}{400} = 0,015$$

Tem-se portanto, para a potência mínima, uma perda de razão cíclica de 0,15%.

Para os valores mínimos calcula-se então a razão cíclica:

$$V'_{o\text{med}} = (D_{\min} - \overline{I'_{o\min}}) V_i$$

$$160 = (D_{\min} - 0,015) \times 400$$

Assim:

$$D_{\min} = 0,415$$

$$D_{\text{ef min}} = D_{\min} - \overline{I'_{o\min}} = 0,415 - 0,015 = 0,4$$

Calcula-se o tempo de duração de cada etapa de maneira a determinar os instantes de entrada em condução e bloqueio das chaves.

$$\Delta T = \frac{D_{\min} T_s}{2} = \frac{0,415 \times 25 \times 10^{-6}}{2} = 5,188 \times 10^{-6} \text{ s}$$

$$\Delta t_{1-0} = \Delta t_{7-6} = (1 - D_{\min}) \frac{T_s}{2} = (1 - 0,415) \frac{25 \times 10^{-6}}{2} = 7,313 \times 10^{-6} \text{ s}$$

$$\Delta t_{4-3} = \Delta t_{10-9} = (D_{\min} - D_{\text{ef min}}) \frac{T_s}{4} = (0,415 - 0,4) \times \frac{25 \times 10^{-6}}{4} = 0,0938 \times 10^{-6} \text{ s}$$

$$\Delta t_{5-4} = \Delta t_{11-10} = D_{\text{ef min}} \frac{T_s}{2} = 0,4 \times \frac{25 \times 10^{-6}}{2} = 5 \times 10^{-6} \text{ s}$$

$$\Delta t_{3-2} = \Delta t_{4-3} = 0,0938 \times 10^{-6} \text{ s}$$



### 7.7.1 Operação com Potência Nominal

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

v.1 8 1 200 0 0  
v.2 2 8 200 0 0  
i.1 5 6 3.125 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 9 0.1 1M 40k 0 0 1 0 12.2u  
t.2 2 10 0.1 1M 40k 0 0 1 19u 5.625u  
t.3 3 11 0.1 1M 40k 0 0 1 12.5u 24.2u  
t.4 7 12 0.1 1M 40k 0 0 1 6.5u 18.125u  
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  
d.9 9 3 0.1 1M  
d.10 10 7 0.1 1M  
d.11 11 1 0.1 1M  
d.12 12 1 0.1 1M  
lr.1 3 4 120u 0

1.2 8 3 2.12m

1.3 8 7 2.78m

.simulacao 0 1m 0 0 1

Nas Figs. 7.19 a 7.22 são apresentados os resultados de simulação para carga nominal. Na Fig. 7.20 (a) pode-se observar a perda de razão cíclica devido à variação linear da corrente no indutor  $L_r$ , quando a ponte de diodos fica em curto-circuito. Nas Figs. 7.21 e 7.22 verifica-se a comutação suave nas chaves.

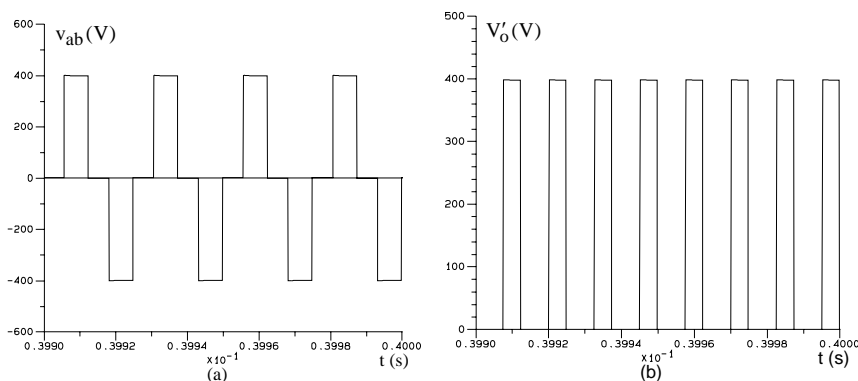


Fig. 7.19 – (a) Tensão  $v_{ab}$  e (b) tensão de saída  $V_o'$ .

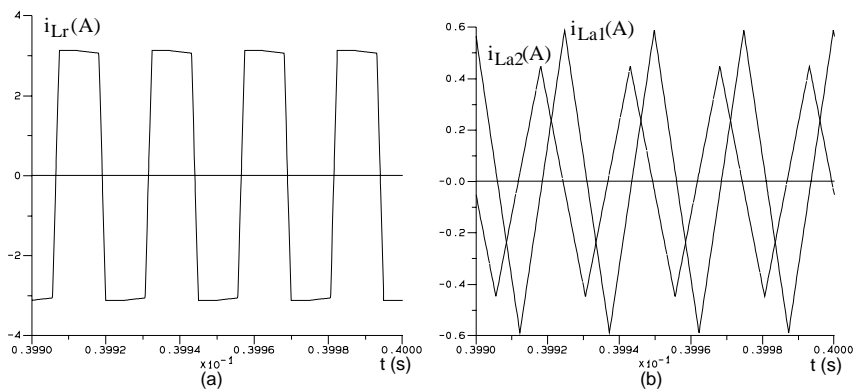


Fig. 7.20 – (a) Corrente no indutor  $L_r$  e (b) corrente nos indutores auxiliares.

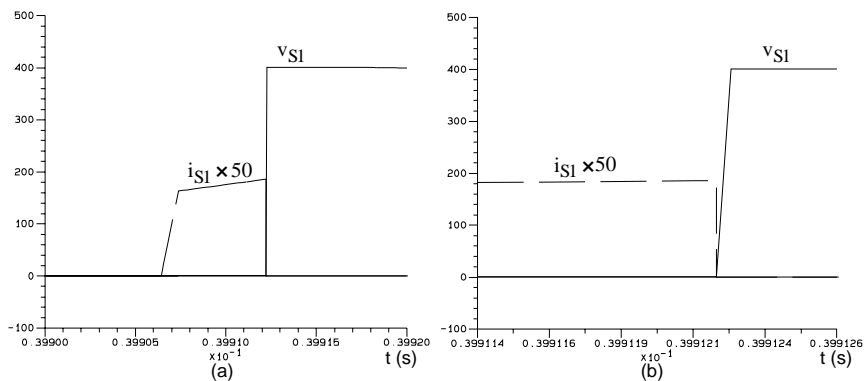


Fig. 7.21 - Detalhe da entrada em condução (a) e bloqueio (b) de  $S_1$ .

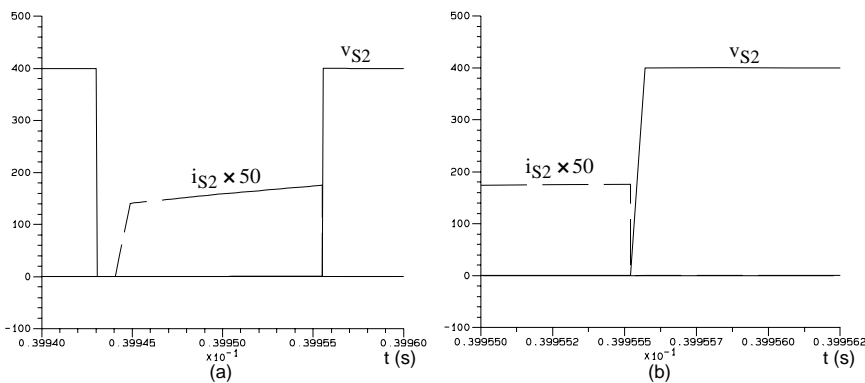


Fig. 7.22 - Detalhe da entrada em condução (a) e bloqueio (b) de  $S_2$ .

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

Tabela I

	Calculado	Simulado
$V'_{o\text{med}}$ (V)	160	150
$I_{S1,3\text{med}}$ (A)	0,684	0,74
$I_{S1,3\text{ef}}$ (A)	1,44	1,58
$I_{S1,3\text{pico}}$ (A)	3,125	3,71
$I_{S2,4\text{med}}$ (A)	1,387	1,394
$I_{S2,4\text{ef}}$ (A)	2,067	2,094
$I_{S2,4\text{pico}}$ (A)	3,125	3,51
$I_{D1,3\text{med}}$ (A)	0,82	0,84
$I_{D1,3\text{ef}}$ (A)	1,338	1,67
$I_{D1,3\text{pico}}$ (A)	3,125	3,69
$I_{D2,4\text{med}}$ (A)	0,0586	0,052
$I_{D2,4\text{ef}}$ (A)	0,494	0,32
$I_{D2,4\text{pico}}$ (A)	3,125	2,57
$I_{DR\text{med}}$ (A)	1,5625	1,563
$I_{DR\text{ef}}$ (A)	2,125	2,15
$I_{DR\text{pico}}$ (A)	3,125	3,125
$P_o$ (W)	500	468,7

### 7.7.2 Operação com Potência Mínima

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

v.1 8 1 200 0 0  
v.2 2 8 200 0 0  
i.1 5 6 0.3125 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 9 0.1 1M 40k 0 0 1 0 12.2u  
t.2 2 10 0.1 1M 40k 0 0 1 20.4125u 7.3125u  
t.3 3 11 0.1 1M 40k 0 0 1 12.5u 24.7u  
t.4 7 12 0.1 1M 40k 0 0 1 7.9125u 19.8125u  
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  
d.9 9 3 0.1 1M  
d.10 10 7 0.1 1M  
d.11 11 1 0.1 1M  
d.12 12 1 0.1 1M  
lr.1 3 4 120u 0  
l.2 8 3 2.111m  
l.3 8 7 2.814m  
.simulacao 0 10m 9.9m 0 1

Nas Figs. 7.23 a 7.26 são apresentados os resultados de simulação para potência mínima. Pode se verificar que mesmo nesta situação a comutação nas chaves é suave.

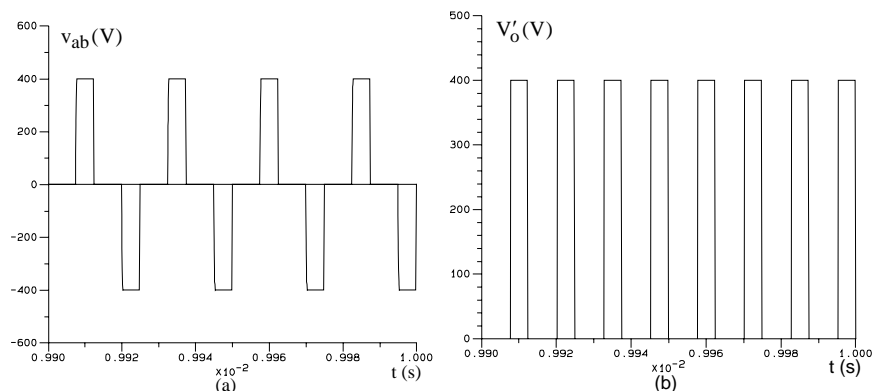


Fig. 7.23 – (a) Tensão  $v_{ab}$  e (b) tensão de saída  $V'_o$ .

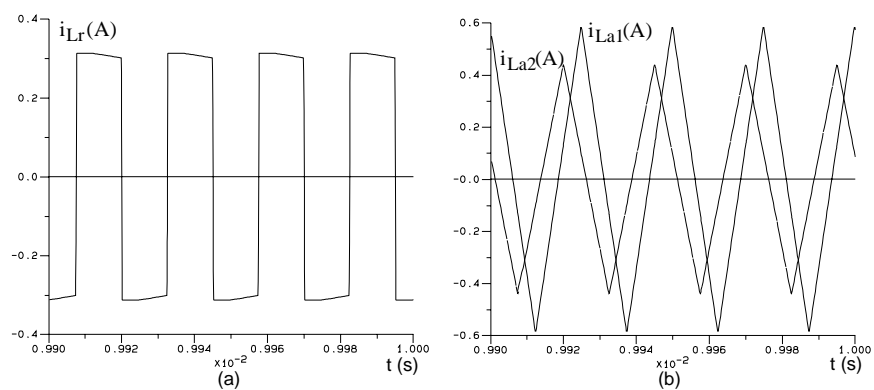


Fig. 7.24 – (a) Corrente no indutor  $L_r$  e (b) corrente nos indutores auxiliares.

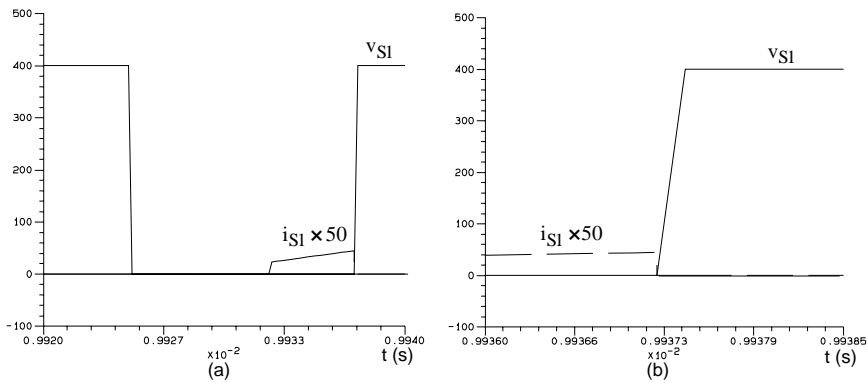


Fig. 7.25 - Detalhe da entrada em condução (a) e bloqueio (b) de  $S_1$ .

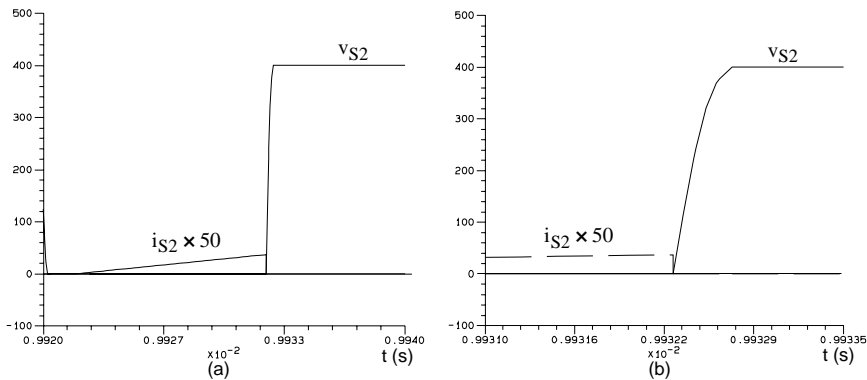


Fig. 7.26 - Detalhe da entrada em condução (a) e bloqueio (b) de  $S_2$ .

Na tabela II são apresentadas algumas grandezas calculadas e obtidas por simulação. Existe uma diferença maior, em relação à carga nominal, nos esforços dos semicondutores, uma vez que a energia reativa do circuito auxiliar de comutação é mais representativa nesta situação.

As simulações realizadas mostram claramente que o circuito funciona como foi descrito no início do capítulo.

Este circuito é muito importante sendo empregado atualmente (1998) em muitos equipamentos comerciais e industriais.

Tabela II

	Calculado	Simulado
$V'_{o\text{med}}$ (V)	160	147.73
$I_{S1,3\text{med}}$ (A)	0,0473	0,126
$I_{S1,3\text{ef}}$ (A)	0,119	0,297
$I_{S1,3\text{pico}}$ (A)	0,3125	0,896
$I_{S2,4\text{med}}$ (A)	0,139	0,156
$I_{S2,4\text{ef}}$ (A)	0,207	0,277
$I_{S2,4\text{pico}}$ (A)	0,3125	0,736
$I_{D1,3\text{med}}$ (A)	0,103	0,16
$I_{D1,3\text{ef}}$ (A)	0,164	0,314
$I_{D1,3\text{pico}}$ (A)	0,3125	0,894
$I_{D2,4\text{med}}$ (A)	0,006	0,0057
$I_{D2,4\text{ef}}$ (A)	0,05	0,049
$I_{D2,4\text{pico}}$ (A)	0,3125	0,765
$I_{DR\text{med}}$ (A)	0,1563	0,1563
$I_{DR\text{ef}}$ (A)	0,213	0,2192
$I_{DR\text{pico}}$ (A)	0,3125	0,3125
$P_o$ (W)	50	46,18