

# CAPÍTULO IX

## CONVERSOR MEIA-PONTE, MODULADO POR LARGURA DE PULSO, COM COMUTAÇÃO SOB TENSÃO NULA (ZVS) E COM COMANDO ASSIMÉTRICO

### 9.1 INTRODUÇÃO

O conversor CC-CC meia-ponte, assimétrico, ZVS, PWM é apresentado na Fig. 9.1.

Se considerarmos que a indutância  $L_r$  é a indutância de dispersão do transformador tem-se o conversor meia ponte convencional. Nesta estrutura verifica-se que, se a cada comutação a energia armazenada em  $L_r$  for empregada para efetuar a transição de estado dos capacitores em paralelo com as chaves, é possível obter-se comutação sob tensão nula. Entretanto, esta é obtida apenas com razão cíclica unitária, ou seja, finda a transição de estado, novo interruptor deve imediatamente entrar em condução, enquanto a tensão sobre o mesmo é próxima de zero. Ao diminuir-se a razão cíclica, surgem intervalos durante os quais ambos os interruptores permanecem bloqueados, não se obtendo mais a comutação suave.

O comando assimétrico, que consiste na habilitação dos interruptores durante tempos complementares em um período de chaveamento, possibilita manter os intervalos de condução independentemente da razão cíclica. Desta maneira, à exceção dos pequenos intervalos de tempo destinados às comutações, sempre um interruptor se encontra ativo. Garante-se, desta maneira, a comutação ZVS.

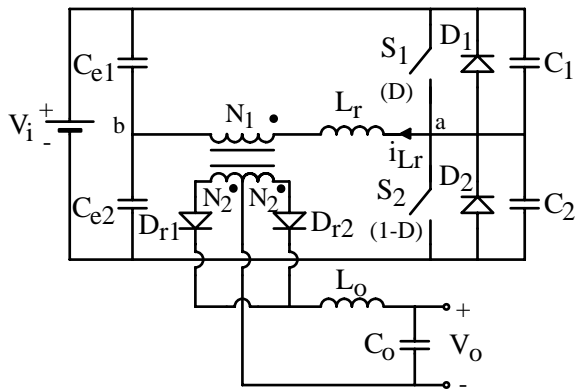


Fig. 9.1 - Conversor meia-ponte, PWM, ZVS com comando assimétrico.

Os capacitores  $C_{e1}$  e  $C_{e2}$  apresentam valores médios diferentes devido ao comando assimétrico. Se considerarmos o conversor funcionando no modo contínuo, em regime permanente e com uma razão cíclica genérica  $D$ , a tensão média sobre o interruptor  $S_2$  é igual a  $D V_i$ . Uma vez que a queda de tensão média em indutores e transformadores em regime permanente é igual a zero, obtém-se (9.1) e (9.2):

$$V_{C_{e2}} = D V_i \quad (9.1)$$

$$V_{C_{e1}} = (1 - D) V_i \quad (9.2)$$

Pode-se limitar a faixa de investigação do conversor em  $0 \leq D \leq 0,5$ , uma vez que seu comportamento para  $D \geq 0,5$  é o mesmo que para  $D \leq 0,5$ , invertendo-se os papéis de  $S_1-C_1$  e  $S_2-C_2$ .

## 9.2 ETAPAS DE FUNCIONAMENTO

Para simplificar os estudos teóricos, todos os componentes serão considerados ideais, o filtro de saída é substituído por uma fonte de corrente constante ideal, cujo valor da corrente é igual ao valor da corrente de carga  $I_o$ . O conversor está referido ao lado primário do transformador, numa forma mais apropriada para a análise descrita nos parágrafos seguintes. A tensão induzida no primário do transformador é denominada  $V'_o$  e a corrente no primário  $I'_o$ .

### 1ª Etapa ( $t_0, t_1$ )

Nesta etapa a chave  $S_1$  está em condução, possibilitando a transferência de energia da fonte  $V_i$  para a carga, como mostrado na Fig. 9.2. Através de  $S_1$  flui a corrente  $i_{Lm} + I'_o$ . Entre os pontos “a” e “b” é aplicada a tensão  $V_{C_{e1}}$ . Esta etapa termina com o bloqueio de  $S_1$ .

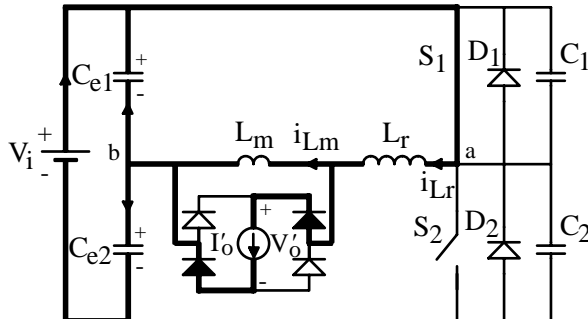


Fig. 9.2 - Primeira etapa.

### 2ª Etapa ( $t_1, t_2$ )

Na Fig. 9.3 tem-se o circuito representativo da segunda etapa. Esta inicia no instante  $t_1$  quando a chave  $S_1$  é bloqueada sob tensão nula. As tensões  $v_{C_1}$  e  $v_{C_2}$  variam de forma linear, uma vez que a carga/descarga dos capacitores se processa com corrente constante, sendo portanto denominada etapa linear de bloqueio de  $S_1$ .

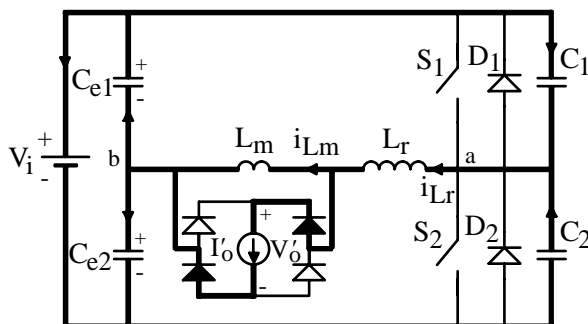


Fig. 9.3 - Segunda etapa.

### 3ª Etapa ( $t_2, t_3$ )

No instante  $t_2$  quando a tensão no capacitor  $C_2$  atinge  $D V_i$ , a tensão  $v_{ab}$  se anula, mantendo  $I'_o$  curto-circuitada através da ponte de diodos, absorvendo também a corrente  $i_{Lm}$ . O indutor  $L_r$  entra em ressonância com  $C_1+C_2$ . Há transferência de energia de  $L_r$  para os capacitores, dando continuidade à transição de estado. Ao final desta etapa, no instante  $t_3$ , a tensão em  $C_2$  é nula e em  $C_1$  é  $V_i$ . Esta é a etapa ressonante de bloqueio de  $S_1$ , apresentada na Fig. 9.4.

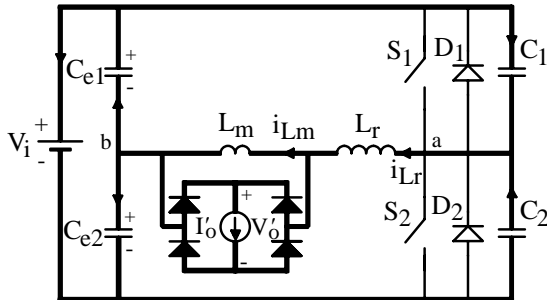


Fig. 9.4 - Terceira etapa.

### 4ª Etapa ( $t_3, t_4$ )

No instante  $t_3$ , quando a tensão no capacitor  $C_2$  atinge zero, o diodo  $D_2$  entra em condução, como mostrado na Fig. 9.5. Durante esta etapa ocorre a desmagnetização de  $L_r$ , ou seja,  $L_r$  devolve energia à fonte  $V_i$ . Durante esta etapa a chave  $S_2$  deve ser comandada a conduzir, sendo fechada sob tensão nula. Esta etapa termina quando a corrente em  $L_r$  atinge zero.

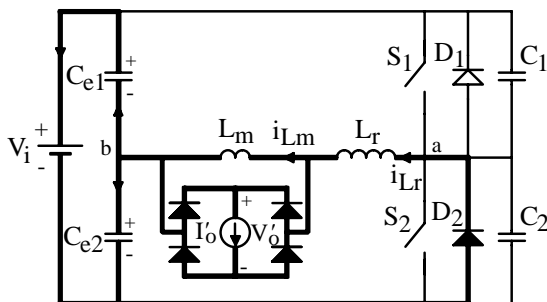


Fig. 9.5 - Quarta etapa.

### 5ª Etapa ( $t_4, t_5$ )

A quinta etapa de operação é apresentada na Fig. 9.6. Esta inicia no instante  $t_4$ , quando a corrente em  $L_r$  atinge zero. A chave  $S_2$  entra em condução e a corrente em  $L_r$  decresce linearmente até atingir  $-I'_o + i_{Lm}$ .

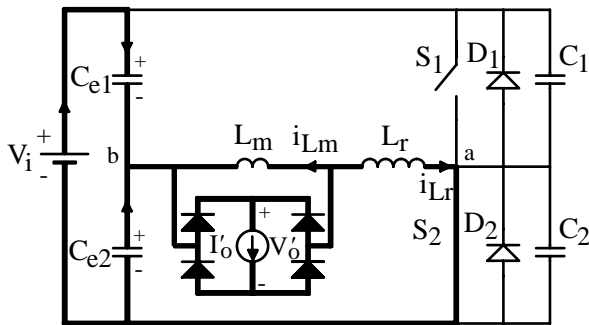


Fig. 9.6 - Quinta etapa.

### 6ª Etapa ( $t_5, t_6$ )

Esta etapa inicia no instante  $t_5$  em que  $i_{Lr}$  atinge  $-I'_o + i_{Lm}$ . A chave  $S_2$  está em condução, possibilitando a transferência de energia da fonte para a carga. Na Fig. 9.7 tem-se o circuito representativo desta etapa.

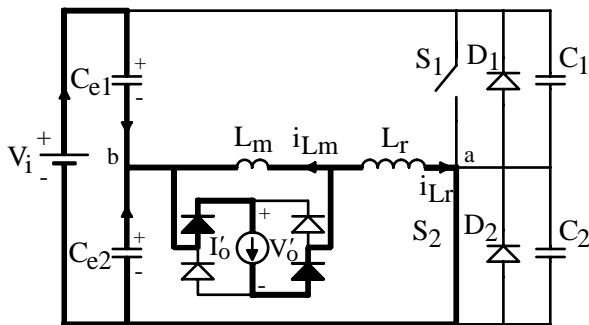


Fig. 9.7 - Sexta etapa.

### 7ª Etapa ( $t_6, t_7$ )

A sétima etapa, denominada etapa linear de bloqueio de  $S_2$ , inicia no instante  $t_6$ , quando a chave  $S_2$  é bloqueada sob tensão nula. As tensões

$v_{C1}$  e  $v_{C2}$  variam de forma linear até o instante  $t_7$ , quando a tensão  $v_{C1}$  torna-se igual a  $(1 - D)V_i$ . Esta etapa está representada na Fig. 9.8.

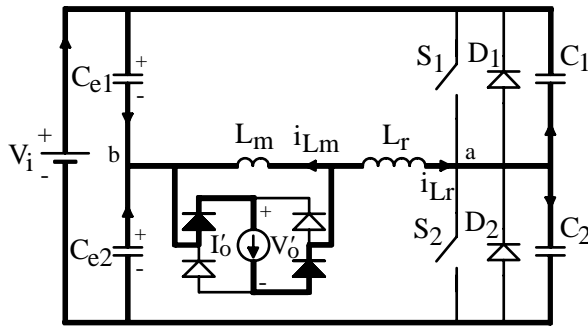


Fig. 9.8 - Sétima etapa.

### 8ª Etapa ( $t_7, t_8$ )

Na Fig. 9.9 tem-se o circuito representativo da oitava etapa. No instante  $t_7$  quando a tensão no capacitor  $C_1$  atinge  $(1 - D)V_i$ , a tensão  $v_{ab}$  se anula, mantendo  $I'_o$  em curto-circuito através da ponte de diodos, absorvendo também a corrente  $i_{Lm}$ . O indutor  $L_r$  entra em ressonância com  $C_1 + C_2$ . Há transferência de energia de  $L_r$  para os capacitores, dando continuidade à transição de estado. Ao final desta etapa, no instante  $t_8$ , a tensão em  $C_1$  é nula. Esta é a etapa ressonante de bloqueio de  $S_2$ .

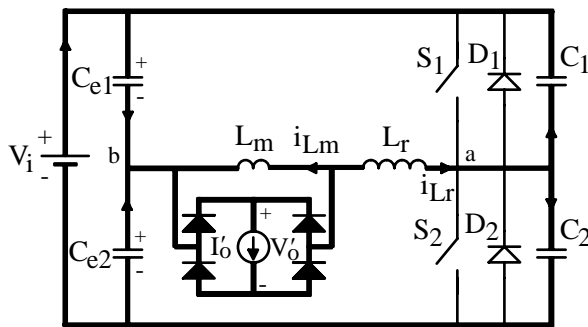


Fig. 9.9 - Oitava etapa.

### 9ª Etapa ( $t_8, t_9$ )

No instante  $t_8$ , quando a tensão no capacitor  $C_1$  atinge zero, o diodo  $D_1$  entra em condução, como mostrado na Fig. 9.10. A corrente em  $L_r$  varia de maneira linear, desmagnetizando o indutor. Durante esta etapa a chave  $S_1$  deve ser comandada a conduzir, sendo fechada sob tensão nula. Esta etapa termina quando a corrente em  $L_r$  atinge zero.

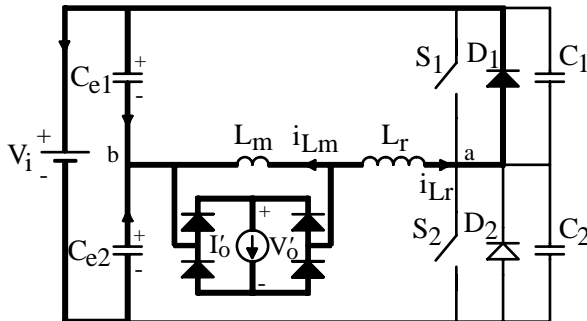


Fig. 9.10 - Nona etapa.

### 10ª Etapa ( $t_9, t_{10}$ )

A décima etapa inicia no instante  $t_9$ , quando  $i_{L_r}$  atinge zero. A chave  $S_1$  entra em condução e a corrente em  $L_r$  cresce linearmente até atingir  $I'_0 + i_{L_m}$ , como mostrado na Fig. 9.11.

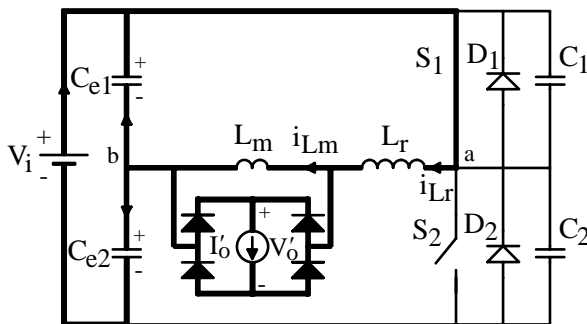


Fig. 9.11 - Décima etapa.

### 9.3 FORMAS DE ONDA BÁSICAS

As formas de onda mais importantes, com indicação dos intervalos de tempo correspondentes, para as condições idealizadas na seção 9.2, estão representadas na Fig. 9.12. Para simplificar as formas de onda, as comutações são consideradas instantâneas.

Observar as comutações nos interruptores  $S_1$  e  $S_2$  sem perdas.

### 9.4 EQUACIONAMENTO

#### 9.4.1 Etapas de Operação

Nesta seção são obtidas as equações que caracterizam cada uma das etapas de operação.

##### A. Primeira Etapa

As condições iniciais são dadas pelas expressões abaixo:

$$\begin{cases} i_{Lr}(t_0) = I'_o + i_{Lm} \\ v_{Cl}(t_0) = 0 \\ v_{ab}(t_0) = (1 - D) V_i \\ V'_o(t_0) = (1 - D) V_i \end{cases}$$

Do circuito elétrico equivalente da primeira etapa obtém-se (9.3) e (9.4).

$$i_{Lr}(t) = I'_o + i_{Lm} = 2(1 - D)I'_o \quad (9.3)$$

$$V'_o(t) = (1 - D) V_i \quad (9.4)$$

##### B. Segunda Etapa

As condições iniciais para esta etapa são dadas pelas expressões abaixo:

$$\begin{cases} i_{Lr}(t_1) = I'_o + i_{Lm} \\ v_{Cl}(t_1) = 0 \\ v_{ab}(t_1) = (1 - D) V_i \\ V'_o(t_1) = (1 - D) V_i \end{cases}$$

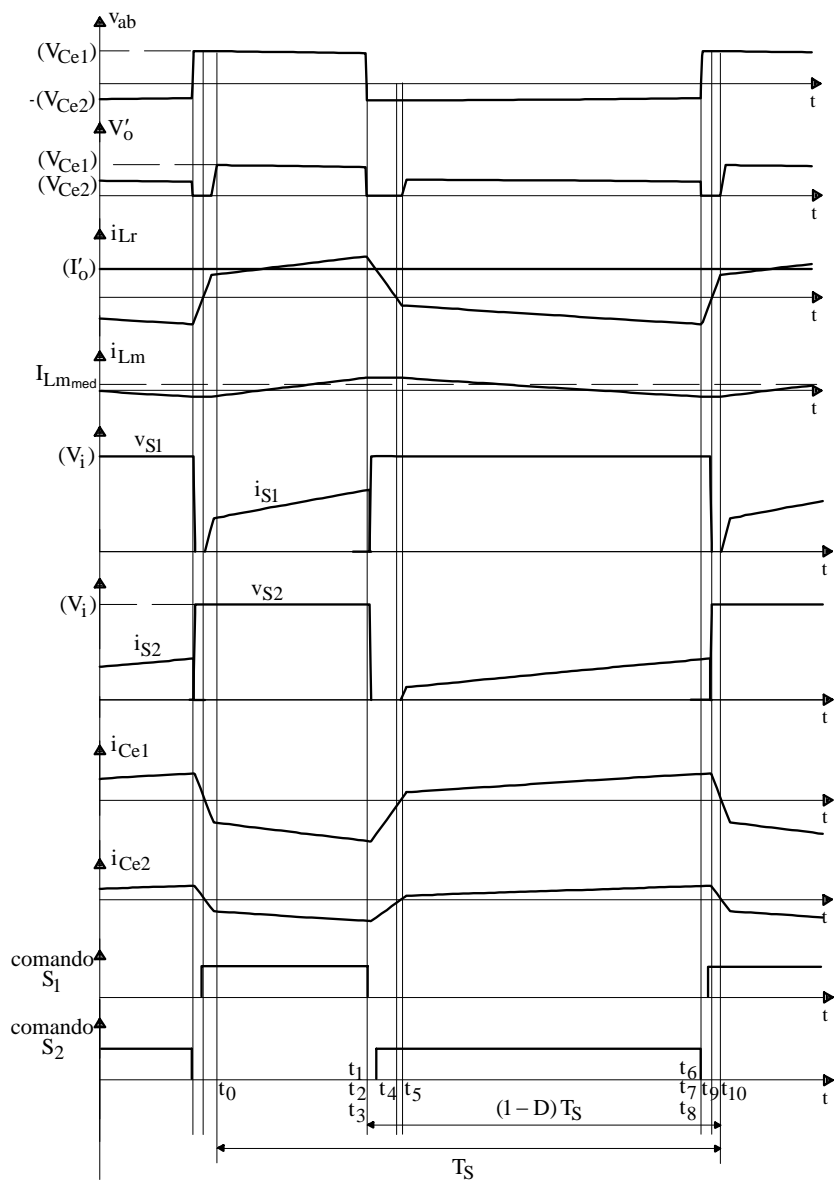


Fig. 9.12 – Formas de onda básicas.

Do circuito elétrico equivalente da segunda etapa obtém-se (9.5), (9.6) e (9.7).

$$i_{Lr}(t) = 2(1-D)I'_o \quad (9.5)$$

$$v_{C1}(t) = \frac{2(1-D)I'_o}{C_1 + C_2} t \quad (9.6)$$

$$v_{C2}(t) = V_i - \frac{2(1-D)I'_o}{C_1 + C_2} t \quad (9.7)$$

### C. Terceira Etapa

As condições iniciais são as seguintes:

$$\begin{cases} i_{Lr}(t_2) = I'_o + i_{Lm} \\ v_{C1}(t_2) = (1-D)V_i \\ v_{ab}(t_2) = 0 \\ V'_o(t_2) = 0 \end{cases}$$

Do circuito elétrico equivalente da terceira etapa obtém-se (9.8), (9.9) e (9.10).

$$i_{Lr}(t) = 2(1-D)I'_o \cos(wt) \quad (9.8)$$

$$v_{C1}(t) = (1-D)V_i + 2(1-D)zI'_o \sin(wt) \quad (9.9)$$

$$v_{C2}(t) = DV_i - 2(1-D)zI'_o \sin(wt) \quad (9.10)$$

As variáveis  $w$  e  $z$  são definidas nas equações (9.11) e (9.12).

$$w = \frac{1}{\sqrt{L_r C_{seq}}} \quad (9.11)$$

$$z = \sqrt{\frac{L_r}{C_{seq}}} \quad (9.12)$$

Onde;  $C_{seq} = C_1 + C_2$  e  $C_1 = C_2$ .

#### D. Quarta Etapa

Com as seguintes condições iniciais,

$$\begin{cases} i_{Lr}(t_3) \cong I'_o + i_{Lm} \\ v_{C1}(t_3) = V_i \\ v_{ab}(t_3) = -D V_i \\ V'_o(t_3) = 0 \end{cases}$$

a partir do circuito elétrico equivalente da quarta etapa obtém-se (9.13).

$$i_{Lr}(t) \cong 2(1-D)I'_o - \frac{D V_i}{L_r} t \quad (9.13)$$

#### E. Quinta Etapa

Com as seguintes condições iniciais,

$$\begin{cases} i_{Lr}(t_4) = 0 \\ v_{C1}(t_4) = V_i \\ v_{ab}(t_4) = -D V_i \\ V'_o(t_4) = 0 \end{cases}$$

a partir do circuito elétrico equivalente da quinta etapa obtém-se (9.14).

$$i_{Lr}(t) = -\frac{D V_i}{L_r} t \quad (9.14)$$

## F. Sexta Etapa

Com as condições iniciais representadas a seguir,

$$\begin{cases} i_{Lr}(t_5) = -I'_o + i_{Lm} \\ v_{C1}(t_5) = V_i \\ v_{ab}(t_5) = -D V_i \\ V'_o(t_5) = -D V_i \end{cases}$$

e com o circuito elétrico equivalente da sexta etapa obtém-se (9.15) e (9.16).

$$V'_o(t) = D V_i \quad (9.15)$$

$$i_{Lr}(t) = -I'_o + i_{Lm} = -2D I'_o \quad (9.16)$$

## G. Sétima Etapa

Com as seguintes condições iniciais:

$$\begin{cases} i_{Lr}(t_6) = -I'_o + i_{Lm} \\ v_{C1}(t_6) = V_i \\ v_{ab}(t_6) = -D V_i \\ V'_o(t_6) = -D V_i \end{cases}$$

A partir do circuito elétrico equivalente da sétima etapa, obtém-se (9.17), (9.18) e (9.19).

$$i_{Lr}(t) = -I'_o + i_{Lm} = -2D I'_o \quad (9.17)$$

$$v_{C1}(t) = V_i - \frac{2D I'_o}{C_1 + C_2} \quad (9.18)$$

$$v_{C2}(t) = \frac{2D I'_o}{C_1 + C_2} \quad (9.19)$$

## H. Oitava Etapa

Seja as seguintes condições iniciais:

$$\begin{cases} i_{Lr}(t_7) = -I'_o + i_{Lm} \\ v_{C1}(t_7) = (1-D)V_i \\ v_{ab}(t_7) = 0 \\ V'_o(t_7) = 0 \end{cases}$$

Assim, a partir do circuito elétrico equivalente da oitava etapa obtém-se (9.20), (9.21) e (9.22).

$$i_{Lr}(t) = -2DI'_o \cos(\omega t) \quad (9.20)$$

$$v_{C1}(t) = (1-D)V_i - 2DzI'_o \sin(\omega t) \quad (9.21)$$

$$v_{C2}(t) = DV_i + 2DzI'_o \sin(\omega t) \quad (9.22)$$

## I. Nona Etapa

Seja as seguintes condições iniciais:

$$\begin{cases} i_{Lr}(t_8) \cong -I'_o + i_{Lm} \\ v_{C1}(t_8) = 0 \\ v_{ab}(t_8) = (1-D)V_i \\ V'_o(t_8) = 0 \end{cases}$$

Assim, do circuito elétrico equivalente da nona etapa obtém-se (9.23).

$$i_{Lr}(t) \cong -2DI'_o + \frac{(1-D)V_i}{L_r} t \quad (9.23)$$

## J. Décima Etapa

Finalmente, com as condições iniciais seguintes,

$$\begin{cases} i_{Lr}(t_9) = 0 \\ v_{Cl}(t_9) = 0 \\ v_{ab}(t_9) = (1-D)V_i \\ V'_o(t_9) = 0 \end{cases}$$

e a partir do circuito elétrico equivalente da décima etapa obtém-se (9.24).

$$i_{Lr}(t) = \frac{(1-D)V_i}{L_r} t \quad (9.24)$$

#### 9.4.2 Característica de Saída e de Transferência

Durante os intervalos em que ocorre mudança de estado no indutor, os diodos retificadores permanecem em curto-circuito, não havendo transferência de potência à carga. Somente  $L_r$  recebe energia nestes intervalos. Como consequência deste fenômeno, há uma redução no tempo efetivo de aplicação de tensão na saída, o que se traduz em uma diminuição na tensão  $V'_{omed}$ . Este fenômeno é comum a outras estruturas que utilizam o mesmo mecanismo de comutação, como as estudadas nos Capítulos 8 e 9.

Desprezando-se as etapas de transição de estados dos capacitores paralelos e a ondulação de corrente na indutância magnetizante, as formas da tensão e corrente em  $L_r$  são mostradas na Fig. 9.13. A corrente  $i_{Lr}$  excursiona por uma amplitude de  $2I'_o$  entre dois valores extremos, cujo termo médio é  $i_{Lm}$ . As duas excursões que se processam no mesmo período ocorrem com taxas diferentes, em virtude da assimetria das tensões aplicadas.

Durante o intervalo  $\Delta t_s$ , o circuito é representado pela expressão (9.25).

$$2I'_o = \frac{(1-D)V_i}{L_r} \Delta t_s \quad (9.25)$$

Isolando-se o intervalo de tempo  $\Delta t_s$  obtém-se (9.26).

$$\Delta t_s = \frac{2I'_o L_r}{(1-D)V_i} \quad (9.26)$$

Durante o intervalo  $\Delta t_d$ , o circuito é representado pela expressão (9.27).

$$2I'_o = \frac{D V_i}{L_r} \Delta t_d \quad (9.27)$$

Isolando-se o intervalo de tempo  $\Delta t_d$  obtém-se (9.28).

$$\Delta t_d = \frac{2I'_o L_r}{D V_i} \quad (9.28)$$

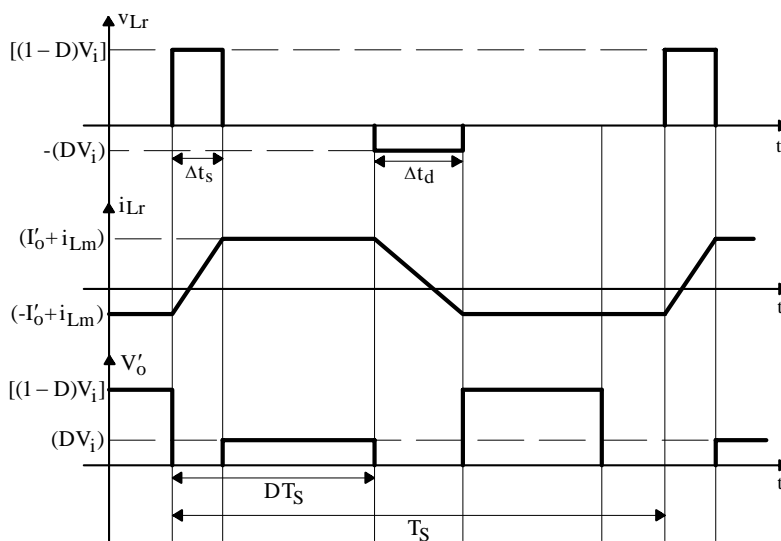


Fig. 9.13 – Tensão e corrente em  $L_r$  durante um período de funcionamento.

Assim, calcula-se a tensão média de saída como mostrado na equação (9.29):

$$V'_{o\text{ med}} = \frac{1}{T_s} \left[ \int_{\Delta t_s}^{D T_s} (1-D) V_i dt + \int_{D T_s}^{D T_s + \Delta t_d} D V_i dt \right] \quad (9.29)$$

Resolvendo-se a integral têm-se (9.30) e (9.31).

$$V'_{o\text{ med}} = \frac{1}{T_s} \{ (1-D) V_i (D T_s - \Delta t_s) + D V_i [(1-D) T_s - \Delta t_d] \} \quad (9.30)$$

$$q = \frac{V'_{o\text{ med}}}{V_i} = \left[ 2D(1-D) - \frac{4I'_o L_r f_s}{V_i} \right] \quad (9.31)$$

Como pode se observar na equação (9.31), devido à queda de tensão no indutor ressonante, existe uma perda de razão cíclica proporcional à corrente de saída dada pelo termo  $(4 I'_o L_r f_s / V_i)$ . Definindo-se a corrente de saída parametrizada como mostrado em (9.32), obtém-se (9.33).

$$\overline{I'_o} = \frac{4I'_o L_r f_s}{V_i} \quad (9.32)$$

$$q = [2D(1-D) - \overline{I'_o}] \quad (9.33)$$

Na Fig. 9.14 é traçado o ábaco da característica de saída do conversor, no qual pode-se observar a dependência da tensão média de saída com a corrente de carga.

A partir da expressão (9.33), admitindo-se uma indutância de comutação igual a zero, obtém-se a expressão (9.34).

$$q = 2D(1-D) \quad (9.34)$$

Representando-se q versus D, como é mostrado na Fig. 9.15, obtém-se a característica de transferência.

A característica de transferência revela que para cada valor de q há dois valores de D que igualam a expressão (9.34). Por isto, é importante limitar o valor de D em 0,5.

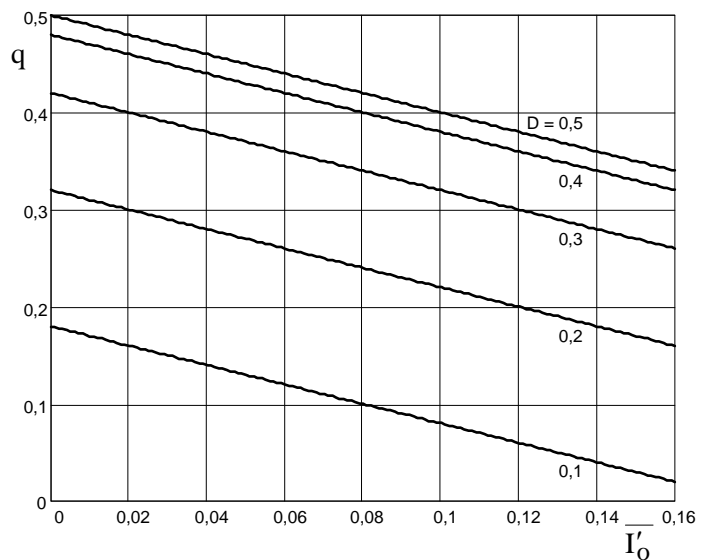


Fig. 9.14 – Característica de saída do conversor PWM-ZVS com comando assimétrico

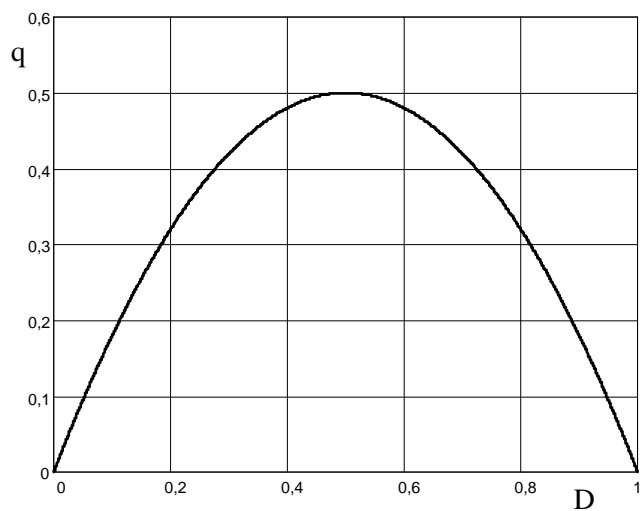


Fig. 9.15 – Característica de transferência do conversor PWM-ZVS com comando assimétrico.

### 9.4.3 Capacitores de Armazenamento de Energia ( $C_{e1}$ e $C_{e2}$ )

O sistema carga-indutância magnetizante recebe mais energia durante a primeira etapa de transferência de potência que durante a segunda etapa. Esta diferença de energia se reflete em diferentes valores de corrente absorvida do sistema fonte-capacitores de armazenamento. Variando-se a relação entre  $C_{e1}$  e  $C_{e2}$ , estes capacitores absorvem em maior ou menor grau a assimetria da corrente. Assim, há uma razão  $C_{e1}/C_{e2}$  que permite à fonte fornecer correntes médias iguais durante as duas etapas.

Uma vez que a tensão de entrada  $V_i$  se mantém constante,  $V_{Ce1}+V_{Ce2}$  também é invariável. Para que isto ocorra a equação (9.35) deve ser satisfeita.

$$I_{Ce1} = -I_{Ce2} \frac{C_{e1}}{C_{e2}} \quad (9.35)$$

Para  $D T_s$  tem-se as equações (9.36), (9.37) e (9.38).

$$I_{S1} = 2(1-D)I'_o \quad (9.36)$$

$$I_{S1} = -I_{Ce1} + I_{Ce2} \quad (9.37)$$

$$I_{Vi(D)} = I_{Ce2} = 2 \left( \frac{C_{e2}}{C_{e1} + C_{e2}} \right) (1-D) I'_o \quad (9.38)$$

Para  $(1-D) T_s$  tem-se as equações (9.39), (9.40) e (9.41).

$$I_{S2} = 2D I'_o \quad (9.39)$$

$$I_{S2} = I_{Ce1} - I_{Ce2} \quad (9.40)$$

$$I_{Vi(1-D)} = I_{Ce1} = 2 \left( \frac{C_{e1}}{C_{e1} + C_{e2}} \right) D I'_o \quad (9.41)$$

Igualando-se as expressões da corrente na fonte  $V_i$ , obtém-se (9.42).

$$\frac{C_{e1}}{C_{e2}} = \frac{1-D}{D} \quad (9.42)$$

Com esta relação, tem-se (9.43).

$$I_{Vi}(D) = I_{Vi}(1-D) = 2D(1-D)I'_o \quad (9.43)$$

Assim, para cada razão cíclica há uma relação entre as capacitâncias que possibilita uma distribuição equilibrada da corrente fornecida por  $V_i$ . Isto é importante para diminuir a interferência eletromagnética e radioelétrica, bem como minimizar a corrente eficaz através dos capacitores da fonte. Como critério de projeto pode-se adotar a relação de capacitâncias para razão cíclica nominal.

Considerando-se o modelo com capacitor equivalente mostrado na Fig. 9.16, é possível o dimensionamento dos capacitores. A integral da corrente que ingressa em  $C_{eq}$  durante  $D T_s$  é dada pela expressão (9.44).

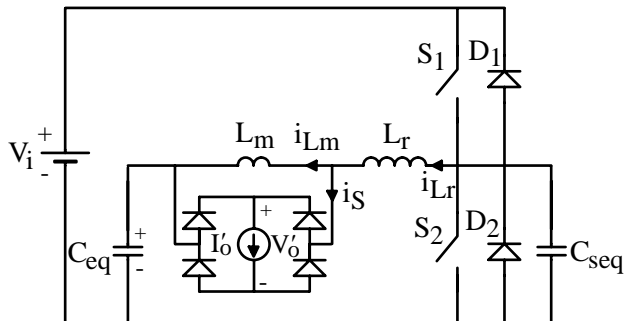


Fig. 9.16 - Circuito equivalente do conversor meia-ponte assimétrico, sendo  $C_{eq} = C_{e1} + C_{e2}$  e  $C_{seq} = C_1 + C_2$ .

$$\int_0^{DT_s} i_{C_{eq}}(t) dt = 2I'_o(1-D)DT_s \quad (9.44)$$

Logo obtém-se (9.45) e (9.46).

$$C_{eq} = \frac{2D(1-D)I'_o}{f_s \Delta V_{Ceq}} \quad (9.45)$$

$$C_{eq} = \frac{P_o}{f_s \Delta V_{Ceq} V_i} \quad (9.46)$$

Assim tem-se (9.47) e (9.48).

$$\boxed{C_{e1} = (1-D)C_{eq}} \quad (9.47)$$

$$\boxed{C_{e2} = DC_{eq}} \quad (9.48)$$

Existe uma relação de compromisso no dimensionamento dos capacitores. A resposta dinâmica do conversor depende de sua capacidade de adaptar as tensões dos capacitores e a corrente através da magnetizante à medida que a razão cíclica varia. Com  $\Delta V_{Ceq}$  muito pequeno, os capacitores resultam grandes, dificultando esta adaptação.

#### 9.4.4 Valor Médio da Corrente no Indutor Magnetizante $L_m$

Para este conversor funcionar corretamente, a indutância  $L_m$  deve estar sempre presente, mesmo que o isolamento não seja necessário e o transformador seja excluído.

O funcionamento assimétrico do conversor em questão, causa a circulação de uma corrente média não nula no indutor magnetizante, a exemplo do que acontece nos conversores CC-CC clássicos isolados com um só interruptor (Forward, Flyback, etc).

Seja as formas de onda representadas na Fig. 9.17, obtidas por inspeção a partir da Fig. 9.16, onde tudo aparece referido ao lado primário do transformador.

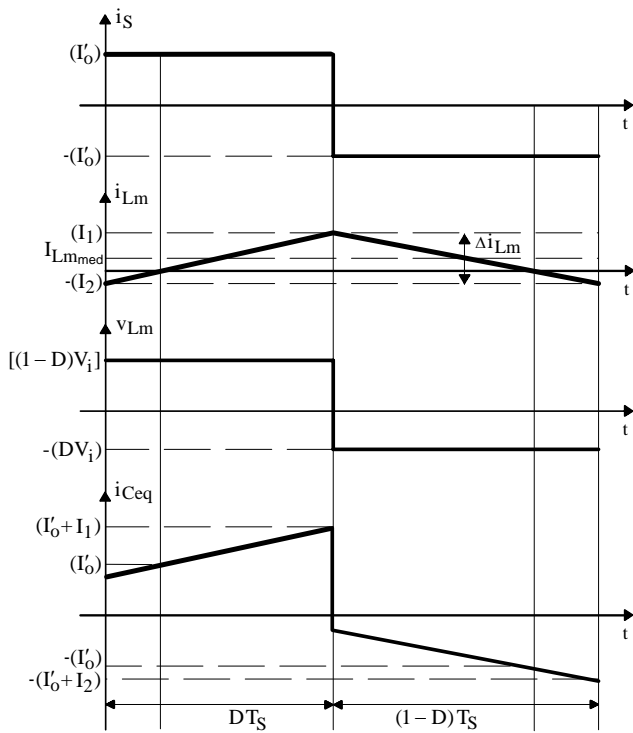


Fig. 9.17 – Formas de onda envolvidas na análise da corrente magnetizante.

A corrente média antes do retificador de saída é dada pela expressão (9.49).

$$I_{s\text{med}} = \frac{D T_s I'_0}{T_s} - \frac{(1-D) T_s I'_0}{T_s} \quad (9.49)$$

Assim obtém-se (9.50)

$$I_{s\text{med}} = (2D - 1) I'_0 \quad (9.50)$$

Por outro lado,  $I_{Ceq\text{med}} = I_{s\text{med}} + I_{Lm\text{med}}$ .

Onde:  $I_{Ceq\text{med}} \rightarrow$  valor médio da corrente em  $C_{eq}$ .

$I_{Lmmed} \rightarrow$  valor médio da corrente em  $L_m$ .

Mas  $I_{Ceqmed} = 0$ .

Assim tem-se (9.51) ou (9.52).

$$I_{Lmmed} = -I_{smed} \quad (9.51)$$

$$I_{Lmmed} = (1 - 2D)I'_o \quad (9.52)$$

A expressão (9.52) indica que a corrente média em  $L_m$  é nula apenas quando  $D = 0,5$ , situação em que o conversor opera simetricamente.

#### 9.4.5 Esforços nos Semicondutores

As correntes médias nos interruptores principais, por uma imposição do circuito, são iguais. A razão cíclica  $D$  está associada ao tempo de condução da chave  $S_1$  enquanto que a razão cíclica complementar  $(1-D)$  está associada ao tempo de condução da chave  $S_2$ .

Assim tem-se (9.53).

$$i_{S1} D = i_{S2} (1 - D) \quad (9.53)$$

Sabe-se que a corrente nas chaves são dadas por (9.54) e (9.55).

$$i_{S1} = I'_o + i_{Lm} \quad (9.54)$$

$$i_{S2} = I'_o - i_{Lm} \quad (9.55)$$

Substituindo (9.52) em (9.54) e (9.55), tem-se (9.56) e (9.57).

$$i_{S1} = 2(1 - D)I'_o \quad (9.56)$$

$$i_{S2} = 2DI'_o \quad (9.57)$$

Portanto a corrente média nas chaves é calculada conforme (9.58) e (9.59):

$$I_{S1_{med}} = \frac{1}{T_s} \int_0^{DT_s} 2(1-D)I'_o dt = \frac{1}{T_s} 2(1-D)I'_o DT_s \quad (9.58)$$

$$I_{S2_{med}} = \frac{1}{T_s} \int_0^{(1-D)T_s} 2DI'_o dt = \frac{1}{T_s} 2DI'_o (1-D)T_s \quad (9.59)$$

Parametrizando-se obtém-se (9.60).

$$\overline{I_{S1,2_{med}}} = \frac{I_{S1,2_{med}}}{I'_o} = 2D(1-D) \quad (9.60)$$

A corrente eficaz nas chaves é calculada de acordo com as expressões (9.61) e (9.63):

$$I_{S1_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{DT_s} [2(1-D)I'_o]^2 dt} \quad (9.61)$$

Resolvendo a integral obtém-se (9.62).

$$\overline{I_{S1_{ef}}} = \frac{I_{S1_{ef}}}{I'_o} = 2(1-D)\sqrt{D} \quad (9.62)$$

$$I_{S2_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{(1-D)T_s} [2DI'_o]^2 dt} \quad (9.63)$$

Resolvendo a integral obtém-se (9.64).

$$\overline{I_{S2_{ef}}} = \frac{I_{S2_{ef}}}{I'_o} = 2D\sqrt{1-D} \quad (9.64)$$

Nas Figs.9.18 e 9.19 são apresentados os gráficos das correntes médias e eficazes normalizadas em relação a  $I'_o$ . A corrente  $\overline{I_{S1ef}}$  tem valor máximo de 0,770 quando  $D = 0,333$ .  $\overline{I_{S2ef}}$  assume este valor quando  $D = 0,667$ . As Figs. 9.18 e 9.19, bem como a característica de saída e de transferência (Figs. 9.14 e 9.15) confirmam a afirmação a respeito da limitação da faixa de investigação entre  $0 \leq D \leq 0,5$ . Com razões cíclicas superiores, a operação do conversor é exatamente a mesma, com tensão de saída idêntica; apenas os papéis desempenhados pelos interruptores são invertidos. Quando  $D = 0,5$ , a operação se resume à de um conversor meia-ponte convencional onde a tensão de saída refletida no primário é metade da tensão de entrada e as correntes eficazes dos interruptores principais são iguais a  $(\sqrt{2}/2)I'_o$ .

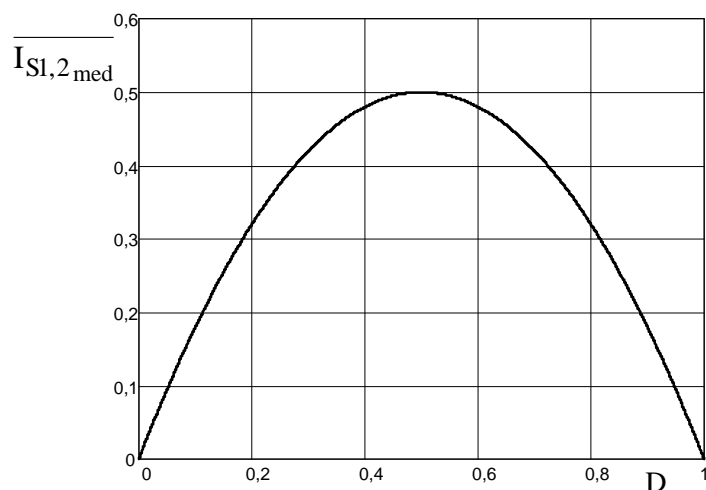


Fig. 9.18 – Corrente média parametrizada nas chaves principais em função da razão cíclica  $D$ .

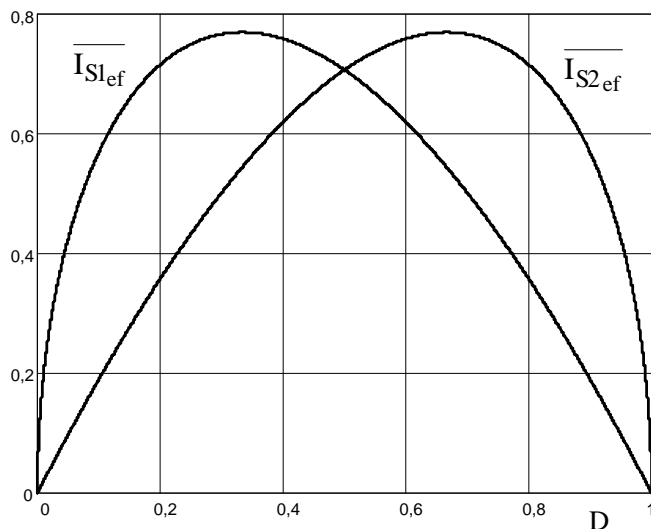


Fig.9.19 – Corrente eficaz parametrizada nas chaves principais, em função da razão cíclica  $D$ .

#### 9.4.6 Estudo das Comutações

A cada período de funcionamento ocorrem duas comutações dos interruptores principais  $S_1$  e  $S_2$ , cada qual se processando em três etapas (linear, ressonante e de devolução de energia). Devido à assimetria da operação, com diferentes tensões e correntes presentes no circuito, as condições sob as quais ocorrem as duas comutações são distintas.

Em ambas as comutações as etapas lineares das mesmas seguem livremente com a participação da corrente de carga até o instante em que a tensão  $v_{ab}$  atinge zero. A partir de então ocorrem as etapas ressonantes de comutação. No início da etapa ressonante de bloqueio de  $S_1$ , a corrente magnetizante compõe-se com a corrente de carga de maneira a descarregar  $C_2$  de  $DV_i$  até zero. Já no início da etapa ressonante de bloqueio de  $S_2$ , a corrente magnetizante é subtraída da corrente de carga de maneira a descarregar  $C_1$  de  $(1-D)V_i$  até zero. Como se pode verificar, as condições para a comutação de  $S_2$  são mais adversas uma vez que se tem uma corrente disponível menor para efetuar uma maior transição de tensão. Este fato pode ser comprovado através das formas de onda

representadas na Fig. 9.17, obtidas por inspeção a partir da Fig 9.16, onde tudo aparece referido ao lado primário do transformador. Nesta figura verifica-se que a corrente disponível para a comutação de  $S_1$  é  $I'_o + I_1$  e para a comutação de  $S_2$  é  $I'_o + I_2$ , sendo que  $I_1 > I_2$ .

À medida que a corrente de carga diminui, a corrente disponível para as comutações também diminui, ocorrendo uma situação crítica quanto toda a energia do indutor é despendida na carga de  $C_2$ , inexistindo a etapa subsequente de devolução de energia via  $D_1$ . Se a corrente de carga cair abaixo deste nível crítico, a energia armazenada no indutor não será mais suficiente para a carga e descarga dos capacitores em paralelo com as chaves e a comutação ZVS não será mais obtida.

A ondulação de corrente no indutor magnetizante é representada pela expressão (9.65).

$$\Delta i_{Lm} = \frac{(1-D)V_i}{L_m} D T_s = \frac{D V_i}{L_m} (1-D) T_s \quad (9.65)$$

As correntes  $I_1$  e  $I_2$  são calculadas de acordo com as expressões (9.66) e (9.67).

$$I_1 = I_{Lmmed} + \frac{\Delta i_{Lm}}{2} = (1-2D)I'_o + \frac{V_i}{2L_m} T_s D(1-D) \quad (9.66)$$

$$I_2 = I_{Lmmed} - \frac{\Delta i_{Lm}}{2} = (1-2D)I'_o - \frac{V_i}{2L_m} T_s D(1-D) \quad (9.67)$$

As correntes disponíveis para a comutação das chaves  $S_1$  e  $S_2$  são apresentadas nas expressões (9.68) e (9.69).

$$I'_o + I_1 = 2I'_o(1-D) + \frac{V_i}{2L_m} T_s D(1-D) \quad (9.68)$$

$$I'_o + I_2 = 2I'_o(1-D) - \frac{V_i}{2L_m} T_s D(1-D) \quad (9.69)$$

Como já era esperado, a corrente disponível para a comutação da chave  $S_2$  é menor que a da chave  $S_1$ . A situação crítica pode ser definida através do balanço da energia entre o indutor e o capacitor equivalente, como mostra (9.70).

$$\frac{1}{2} L_r \left[ 2 I'_{o\text{crit}} (1-D) - \frac{V_i}{2 L_m} T_s D (1-D) \right]^2 = \frac{1}{2} C_{\text{seq}} V_i^2 \quad (9.70)$$

Isolando-se  $I'_{o\text{crit}}$ , obtém-se (9.71).

$$I'_{o\text{crit}} = \sqrt{\frac{C_{\text{seq}}}{L_r} \frac{V_i}{2(1-D)} + \frac{V_i}{L_m} \frac{T_s}{4} D} \quad (9.71)$$

Para ampliar a faixa de carga atendida com comutação ZVS, pode-se recorrer ao aumento da indutância  $L_r$ . Entretanto, isto provocará uma perda de razão cíclica ainda maior em virtude do incremento dos tempos necessários para executar as transições de estado de  $L_r$ . Estas relações de compromisso devem ser ponderadas no momento do projeto, podendo se abrir mão da comutação suave com baixas cargas, uma vez que nestas condições as perdas na condução são menores. Outra alternativa seria o emprego do pólo ressonante para ampliar a faixa de carga atendida com comutação suave.

#### 9.4.7 Pólo Ressonante

O conversor assimétrico com pólo ressonante é apresentado na Fig. 9.20. Através do indutor auxiliar  $L_a$ , circula uma corrente triangular, cujos picos coincidem com os instantes de comutação, apresentando sempre sentido favorável à sua realização. A inclusão do pólo ressonante provoca um aumento da energia reativa circulante no sistema, aumentando consequentemente as perdas por condução. No entanto, a comutação fica praticamente independente da carga.

O acionamento assimétrico faz surgir uma dependência entre a corrente de pico do pólo ressonante e a razão cíclica, conforme mostra a equação (9.72).

$$i_{La} = \frac{D(1-D)V_i}{2L_a f_s} \quad (9.72)$$

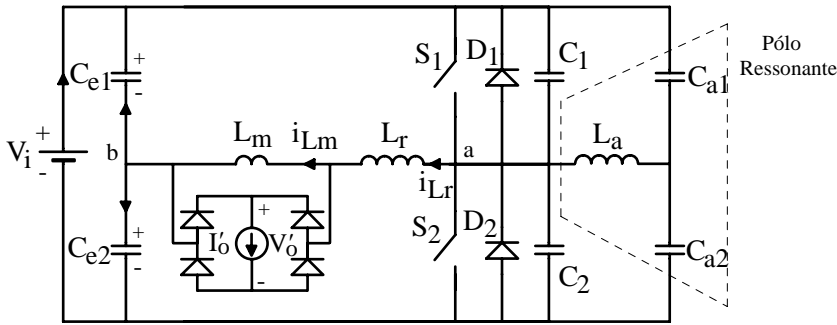


Fig. 9.20 – Conversor meia- ponte assimétrico com pólo ressonante.

Durante o intervalo de comutação pode-se admitir que a corrente  $i_{L_a}$  se mantenha constante. As equações que regem a etapa ressonante de bloqueio de  $S_2$  (comutação mais crítica) são apresentadas em (9.73), (9.74) e (9.75).

$$i_{L_r}(t) = i_{L_a} - (i_{L_a} + 2D I'_o) \cos(\omega t) \quad (9.73)$$

$$i_{C_{seq}}(t) = (i_{L_a} + 2D I'_o) \cos(\omega t) \quad (9.74)$$

$$V_{C_{seq}}(t) = D V_i + z (i_{L_a} + 2D I'_o) \sin(\omega t) \quad (9.75)$$

No início da etapa ressonante, a corrente através de  $L_r$  é  $2.D.I_E$ , com sentido favorável à comutação. De maneira cossenoidal, como mostrado na equação (9.73), esta corrente vai diminuindo até atingir zero, passando então a crescer no sentido contrário devido à presença do indutor auxiliar. Este crescimento ocorre até  $i_{L_r}$  atingir  $(1 - D)I'_o$ , sendo grampeada pelo retificador de saída. Assim sendo, três situações distintas podem ocorrer:

**a)**  $i_{L_a} > 2(1 - D)I'_o$  :  $i_{L_r}$  não absorve toda a corrente  $i_{L_a}$ . O saldo positivo de corrente disponível nos capacitores permite que sua transição de estado se processe sem problemas.

**b)**  $i_{L_a} < 2(1 - D)I'_o$  : A corrente do indutor auxiliar é inteiramente absorvida pelo sistema carga- $L_m$ . Não há disponibilidade de corrente

para os capacitores, que desta forma não têm condições de concluir sua transição de estado.

c)  $i_{La} = 2(1-D)I'_o$  : É denominada condição crítica, representado o limite entre as situações (a) e (b).

O compromisso de projeto consiste em garantir que, na condição crítica, a transição de estado se complete antes que  $i_{Lr}$  seja grampeada. Desta forma, quando solicitado a operar em uma condição abaixo da crítica, o conversor opera na situação (a), com comutação ZVS assegurada até uma carga bastante baixa (10% a 15% de  $I'_o$  nominal). Acima da condição crítica, sua comutação é naturalmente garantida.

A corrente crítica é dada por (9.76):

$$i_{La_{crit}} = 2(1-D)I'_o \quad (9.76)$$

Substituindo (9.76) em (9.73) e (9.75), obtém-se (9.77) e (9.78).

$$i_{Lr}(t) = 2(1-D)I'_o - 2I'_o \cos(\omega t) \quad (9.77)$$

$$V_{C_{seq}} = D V_i + 2z I'_o \sin(\omega t) \quad (9.78)$$

A comutação tem seu final quando  $V_{C_{seq}}$  atinge  $V_i$ . O limite operacional ocorre quando o capacitor atinge este valor com  $\sin(\omega t) = 1$ . Assim pode-se escrever (9.79):

$$V_i = D_{crit} V_i + 2z I'_{o_{crit}} \quad (9.79)$$

Isolando-se a razão cíclica crítica obtém-se (9.80):

$$D_{crit} = 1 - \frac{2z I'_{o_{crit}}}{V_i} \quad (9.80)$$

Substituindo a expressão (9.80) na expressão (9.33) da característica de saída e após algumas manipulações matemáticas obtém-se (9.81).

$$I'_{\text{ocrit}}{}^2 + \frac{V_i}{2z} \left( \frac{L_r f_s}{z} - 1 \right) I'_{\text{ocrit}} + \frac{V_i V'_o}{8z^2} = 0 \quad (9.81)$$

Sabendo-se que  $z = w L_r$ , tem-se (9.82):

$$I'_{\text{ocrit}}{}^2 + \frac{V_i}{2z} \left( \frac{f_s}{w} - 1 \right) I'_{\text{ocrit}} + \frac{V_i V'_o}{8z^2} = 0 \quad (9.82)$$

As raízes da equação (9.82) são dadas em (9.83):

$$I'_{\text{ocrit}} = \frac{V_i}{4z} \left[ \left( 1 - \frac{f_s}{w} \right) \pm \sqrt{\left( 1 - \frac{f_s}{w} \right)^2 - 2 \frac{V'_o}{V_i}} \right] \quad (9.83)$$

A raiz inferior da equação (9.83) corresponde à operação com  $D > 0,5$ . Assim a expressão da corrente de carga crítica com circuito auxiliar de comutação é dada por (9.84).

$$I'_{\text{ocrit}} = \frac{V_i}{4z} \left( 1 - \frac{f_s}{w} \right) \left( 1 + \sqrt{1 - \frac{2 V'_o}{V_i \left( 1 - \frac{f_s}{w} \right)^2}} \right) \quad (9.84)$$

A indutância auxiliar pode então ser calculada com base na equação (9.85). É importante salientar que esta indutância é projetada para fornecer  $i_{L_{\text{acrit}}}$  na razão cíclica crítica. Quando o conversor é acionado com razão cíclica nominal, sua corrente pode ser bem mais elevada.

$$L_a \leq \frac{D_{\text{crit}} (1 - D_{\text{cirt}}) V_i}{2 I_{L_{\text{acrit}}} f_s} \quad (9.85)$$

## 9.5 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:

$$V_i = 400V$$

$$P_o = 500W$$

$$V_o = 50V$$

$$I_o = 10A$$

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

Adotando-se uma relação de transformação de 3,2, calcula-se a tensão e corrente média de saída refletidas ao lado primário do transformador.

$$n = 3,2$$

$$I'_o = \frac{I_o}{n} = \frac{10}{3,2} = 3,125A$$

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

### A. Operação com Potência Nominal

Definindo-se uma redução da razão cíclica de 5%, calcula-se então a indutância  $L_r$ .

$$L_r = \frac{\overline{I'_o} V_i}{4 f_s I'_o} = \frac{0,05 \times 400}{4 \times 40 \times 10^3 \times 3,125} = 40 \times 10^{-6} \text{ H}$$

De acordo com a equação (9.33), definidos o ganho estático e a perda de razão cíclica, calcula-se então a razão cíclica nominal.

$$D_{\text{nom}} = 0,342$$

A corrente média na indutância magnetizante é:

$$I_{Lm_{\text{med}}} = (1 - 2D_{\text{nom}})I'_o = (1 - 2 \times 0,342) \times 3,125 = 0,99\text{A}$$

Por intermédio da equação (9.46), dimensiona-se os capacitores de armazenamento de energia. Admitiu-se uma variação  $\Delta V_{C_{\text{eq}}}$  de 20V.

$$C_{\text{eq}} = \frac{2 D_{\text{nom}} (1 - D_{\text{nom}}) I'_o}{f_s \Delta V_{C_{\text{eq}}}} = \frac{2 \times 0,342 \times (1 - 0,34) \times 3,125}{10^5 \times 20} = 1,758 \times 10^{-6}\text{F}$$

Para que o nível médio da corrente fornecida pela fonte de alimentação seja constante na condição de  $D_{\text{nominal}} = 0,342$ , têm-se:

$$C_{e1} = (1 - D_{\text{nom}}) C_{\text{eq}} = (1 - 0,342) \times 1,758 \times 10^{-6} = 1,157 \times 10^{-6}\text{F}$$

$$V_{C_{e1}_{\text{med}}} = (1 - D_{\text{nom}}) V_i = (1 - 0,342) \times 400 = 263\text{V}$$

$$C_{e2} = D_{\text{nom}} C_{\text{eq}} = 0,342 \times 1,758 \times 10^{-6} = 0,6 \times 10^{-6}\text{F}$$

$$V_{C_{e2}_{\text{med}}} = D_{\text{nom}} V_i = 0,342 \times 400 = 137\text{V}$$

Os esforços nos semicondutores são então calculados de acordo com as expressões apresentadas na seção 9.4.4.

$$I_{S1,2_{\text{med}}} = 1,406\text{A}$$

$$I_{S1_{\text{ef}}} = 2,405\text{A}$$

$$I_{S2_{\text{ef}}} = 1,733\text{A}$$

## B. Operação no Limite da Comutação ZVS

A corrente de carga crítica, a partir da qual não se obtém mais a comutação ZVS, é determinada pela equação (9.71). Adota-se uma indutância magnetizante de 2mH e os capacitores em paralelo com as chaves de 400pF.

$$I'_{o\text{crit}} = \sqrt{\frac{2 \times 400 \times 10^{-12}}{40 \times 10^{-6}}} \times \frac{400}{2 \times (1 - 0,342)} + \frac{400 \times 25 \times 10^{-6} \times 0,342}{2 \times 10^{-3} \times 4} = 1,786\text{A}$$

Isto significa que o conversor mantém a comutação ZVS até aproximadamente 57% da carga nominal.

Será feito então um projeto para uma potência próxima ao limite da comutação ZVS. Adota-se  $I'_{o\text{crit}} = 1,875\text{A}$ , o que corresponde a 60% da carga nominal.

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

$$\frac{I'_{o\text{crit}}}{V_i} = \frac{4 I'_{o\text{crit}} L_r f_s}{V_i} = \frac{4 \times 1,786 \times 40 \times 10^{-6} \times 40 \times 10^3}{400} = 0,03$$

De acordo com a equação (9.33) calcula-se a razão cíclica crítica.

$$D_{\text{crit}} = 0,313$$

A corrente média na indutância magnetizante é:

$$I_{Lm\text{med}} = (1 - 2D_{\text{crit}})I'_{o\text{crit}} = (1 - 2 \times 0,313) \times 1,875 = 0,7\text{A}$$

A tensão média nos capacitores  $C_{e1}$  e  $C_{e2}$  é:

$$V_{C_{e1}\text{med}} = (1 - D_{\text{crit}})V_i = (1 - 0,313) \times 400 = 275\text{V}$$

$$V_{C_{e2}\text{med}} = D_{\text{crit}} V_i = 0,313 \times 400 = 125\text{V}$$

Os esforços nos semicondutores são então calculados de acordo com as expressões apresentadas na seção 9.4.4.

$$I_{S1,2_{med}} = 0,8A$$

$$I_{S1_{ef}} = 1,44A$$

$$I_{S2_{ef}} = 0,972A$$

### C. Operação com Pólo Ressonante

A presença do pólo ressonante permite uma ampliação da faixa de variação de carga com comutação suave.

As variáveis  $w$  e  $z$  são calculadas como mostrado abaixo:

$$w = \frac{1}{\sqrt{L_r C_{seq}}} = \frac{1}{\sqrt{40 \times 10^{-6} \times 2 \times 400 \cdot 10^{-12}}} = 5,6 \times 10^6 \text{ rad/s}$$

$$z = w L_r = 5,6 \times 10^6 \times 40 \times 10^{-6} = 223,61 \Omega$$

A corrente de carga crítica com pólo ressonante é calculada com a equação (9.84). Com a presença do circuito auxiliar de comutação a carga crítica passou de 57% da potência nominal para 20% da potência nominal.

$$I'_{ocrit} = \frac{400}{4 \times 223,61} \times \left( 1 - \frac{40 \times 10^3}{5,6 \times 10^6} \right) \times \left( 1 + \sqrt{1 - \frac{2 \times 160}{400 \times \left( 1 - \frac{40 \times 10^3}{5,6 \times 10^6} \right)}} \right) = 0,64A$$

A razão cíclica e a corrente na indutância  $L_a$  na situação crítica são então calculadas:

$$D_{\text{crit}} = 1 - \frac{2 z I'_{\text{ocrit}}}{V_i} = 1 - \frac{2 \times 223,61 \times 0,64}{400} = 0,288$$

$$I_{L_{\text{acrit}}} = 2(1 - D_{\text{crit}}) I'_{\text{ocrit}} = 2 \times (-0,288) \times 0,64 = 0,91\text{A}$$

A indutância  $L_a$  é dada por:

$$L_a \leq \frac{D_{\text{crit}} (1 - D_{\text{crit}}) V_i}{2 I_{L_{\text{acrit}}} f_s} = \frac{0,288 \times (1 - 0,288) \times 400}{2 \times 0,91 \times 40 \times 10^3} = 1,13 \times 10^{-3} \text{H}$$

Adotou-se:  $L_a = 1 \times 10^{-3} \text{H}$

Calculando-se a corrente na indutância  $L_a$  para situação nominal e escolhendo-se  $\Delta V_{Ca} = 20\text{V}$ , calcula-se  $C_{a1}$  e  $C_{a2}$ .

$$I_{L_{a\text{max}}} = \frac{D_{\text{nom}} (1 - D_{\text{nom}}) V_i}{2 L_a f_s} = \frac{0,342 \times (1 - 0,342) \times 400}{2 \times 1 \times 10^{-3} \times 40 \times 10^3} = 1,4\text{A}$$

$$C_{a1} = C_{a2} \geq \frac{I_{L_{a\text{max}}}}{8 f_s \Delta V_{Ca}} = \frac{1,4}{8 \times 40 \times 10^3 \times 20} = 0,176 \times 10^{-6} \text{F}$$

Adotou-se:  $C_{a1} = C_{a2} = 0,18 \times 10^{-6} \text{F}$

A corrente média na indutância magnetizante é:

$$i_{L_{\text{med}}} = (1 - 2 D_{\text{crit}}) I'_{\text{ocrit}} = (1 - 2 \times 0,288) \times 0,64 = 0,27\text{A}$$

A tensão média nos capacitores  $C_{e1}$  e  $C_{e2}$  é:

$$V_{C_{e1\text{med}}} = (1 - D_{\text{crit}}) V_i = (1 - 0,288) \times 400 = 285\text{V}$$

$$V_{C_{e2\text{med}}} = D_{\text{crit}} V_i = 0,288 \times 400 = 115\text{V}$$

Os esforços nos semicondutores são então calculados de acordo com as expressões apresentadas na seção 9.4.4.

$$I_{S1,2med} = 0,26A$$

$$I_{S1ef} = 0,49A$$

$$I_{S2ef} = 0,31A$$

## 9.6 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

O programa de simulação utilizado foi o PROSCES. O circuito simulado é apresentado na Fig. 9.21, sendo que o pólo ressonante foi utilizado apenas na simulação para a potência mínima. Assume-se os valores  $L_m = 2 \times 10^{-3} H$  e  $C_{p1} = C_{p2} = 400 \times 10^{-12} F$ .

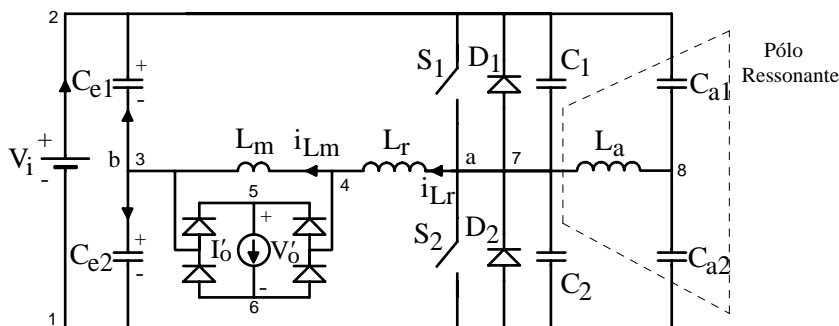


Fig. 9.21 Circuito Simulado.

### 9.6.1 Operação com Potência Nominal

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

v.1 2 1 400 0 0

i.1 5 6 3.125 0 0

c.1 2 3 1.157u 263

```

c.2 1 3 0.6u 137
c.3 2 7 400p 0
c.4 7 1 400p 0
t.1 2 7 0.1 1M 40k 0 0 1 0.3u 8.55u
t.2 7 1 0.1 1M 40k 0 0 1 9.85u 25u
d.1 7 2 0.1 1M
d.2 1 7 0.1 1M
d.3 3 5 0.1 1M
d.4 4 5 0.1 1M
d.5 6 3 0.1 1M
d.6 6 4 0.1 1M
l.1 7 4 40u 3.125
l.2 4 3 2m 0.99
.simulacao 0 10m 9.9m 0 1

```

Os resultados obtidos nesta simulação são mostrados nas Figs. 9.22 a 9.26. Pode se verificar como a tensão de saída  $V'_O$  apresenta patamares de tensão diferentes, correspondentes aos valores médios de tensão nos capacitor  $C_{e1}$  e  $C_{e2}$ , anulando-se apenas durante as transições de  $L_r$ . Tanto a entrada em condução como o bloqueio das chaves são suaves.

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 ao tempo morto introduzido para assegurar a comutação suave, e às perdas nas resistências equivalentes dos componentes.

Tabela I

	Calculado	Simulado
$V'_{o\text{ med}} \text{ (V)}$	160	154,5
$V_{Ce1\text{ med}} \text{ (V)}$	263	263,55
$V_{Ce2\text{ med}} \text{ (V)}$	137	136,45
$I_{S1,2\text{ med}} \text{ (A)}$	1,406	1,34
$I_{S1\text{ ef}} \text{ (A)}$	2,405	2,23
$I_{S2\text{ ef}} \text{ (A)}$	1,733	1,75

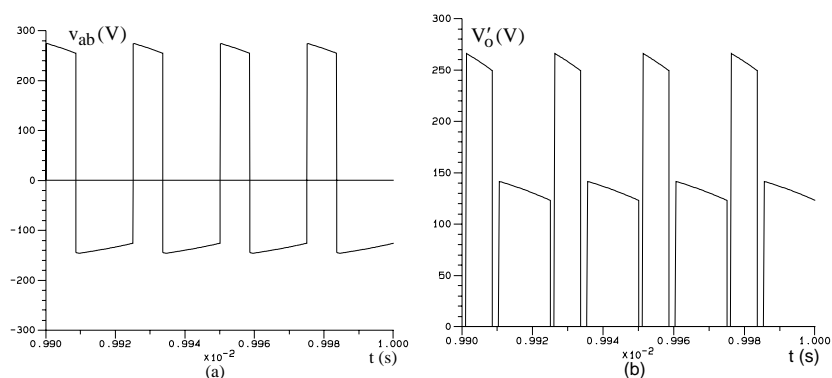


Fig. 9.22 – (a) Tensão  $v_{ab}$  e (b) tensão de saída  $V'_o$ .

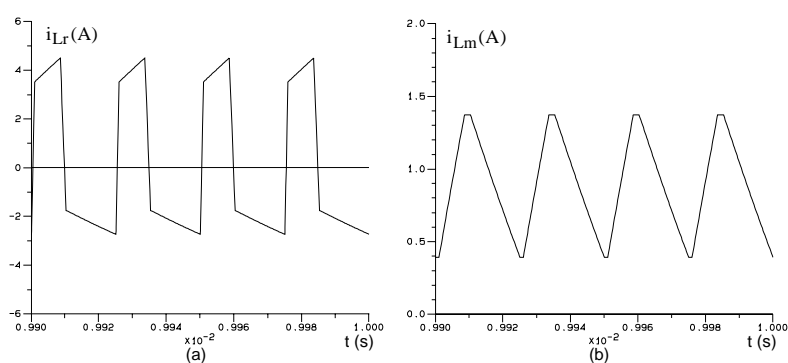


Fig. 9.23 – (a) Corrente no indutor ressonante e (b) corrente na indutância magnetizante.

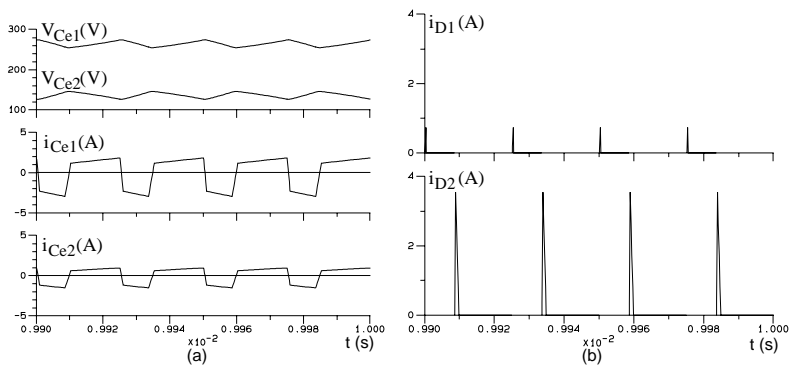


Fig. 9.24 – (a) Tensão nos capacitores  $C_{e1}$  e  $C_{e2}$  e (b) corrente nos diodos  $D_1$  e  $D_2$ .

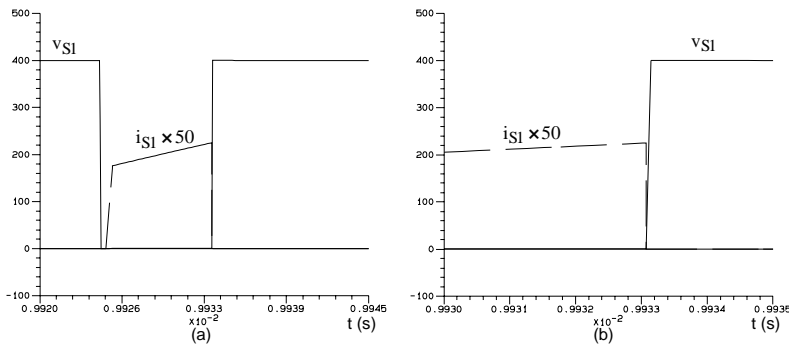


Fig. 9.25 – Detalhe da entrada em condução (a) e bloqueio (b) de  $S_1$ .

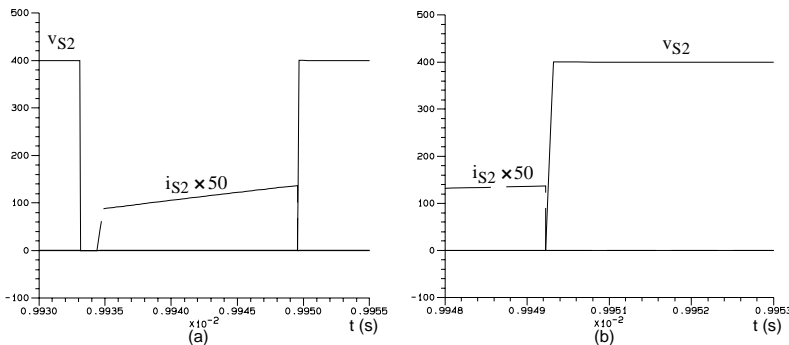


Fig. 9.26 – Detalhe da entrada em condução (a) e bloqueio (b) de  $S_2$ .

## 9.6.2 Operação no Limite da Comutação ZVS

A listagem do arquivo de dados simulado é apresentada a seguir.

```
v.1 2 1 400 0 0
i.1 5 6 2 0 0
c.1 2 3 1.157u 275
c.2 1 3 0.6u 125
c.3 2 7 400p 0
c.4 7 1 400p 0
t.1 2 7 0.1 1M 40k 0 0 1 0.3u 7.82u
t.2 7 1 0.1 1M 40k 0 0 1 8.12u 25u
d.1 7 2 0.1 1M
d.2 1 7 0.1 1M
d.3 3 5 0.1 1M
d.4 4 5 0.1 1M
d.5 6 3 0.1 1M
d.6 6 4 0.1 1M
l.1 7 4 40u 3.125
l.2 4 3 2m 0.7
.simulacao 0 10m 9.9m 0 1
```

Os resultados obtidos nesta simulação são mostrados nas Figs. 9.27 a 9.31. Como já era esperado, devido a diminuição da razão cíclica, há uma maior diferença entre o valor da tensão média sobre os capacitores  $C_{e1}$  e  $C_{e2}$ . Nesta simulação fica mais evidente a diferença entre as taxas de subida e descida de  $i_{Lr}$ , em função da desigualdade entre tensões aplicadas. A pequena parcela de energia devolvida para a fonte (Fig. 9.27 (b)) comprova a aproximação do ponto crítico de operação, situação em que se perde a comutação suave.

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

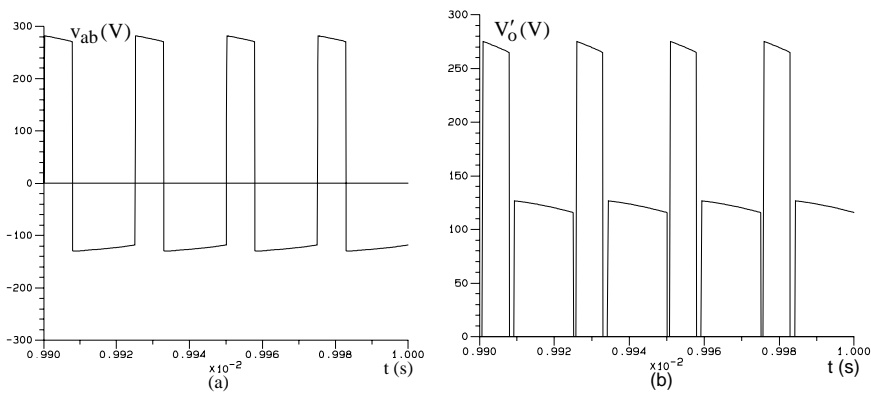


Fig. 9.27 – (a) Tensão  $v_{ab}$  e (b) tensão de saída  $V'_o$ .

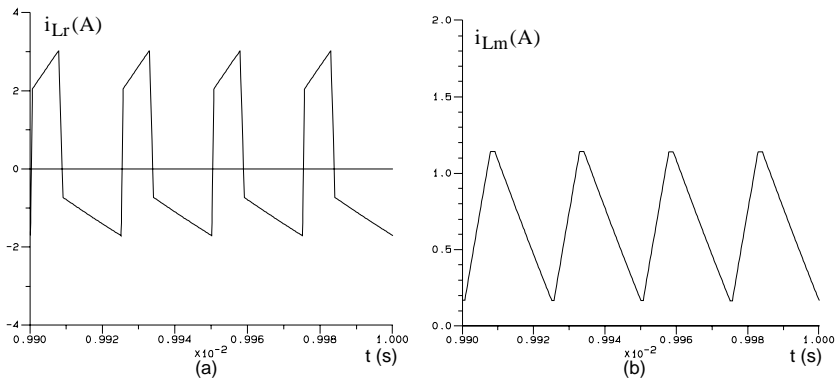


Fig. 9.28 – (a) Corrente no indutor ressonante e (b) corrente na indutância magnetizante.

Tabela II

	Calculado	Simulado
$V'_{o\text{med}}$ (V)	160	153,6
$V_{Ce1\text{med}}$ (V)	275	275,5
$V_{Ce2\text{med}}$ (V)	125	124,5
$I_{S1,2\text{med}}$ (A)	0,8	0,788
$I_{S1\text{ef}}$ (A)	1,44	1,37
$I_{S2\text{ef}}$ (A)	0,972	1,009

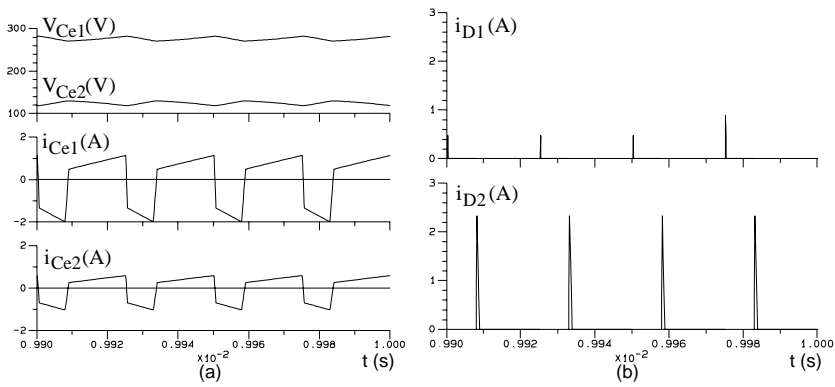


Fig. 9.29 – (a) Tensão nos capacitores  $C_{e1}$  e  $C_{e2}$  e (b) corrente nos diodos  $D_1$  e  $D_2$ .

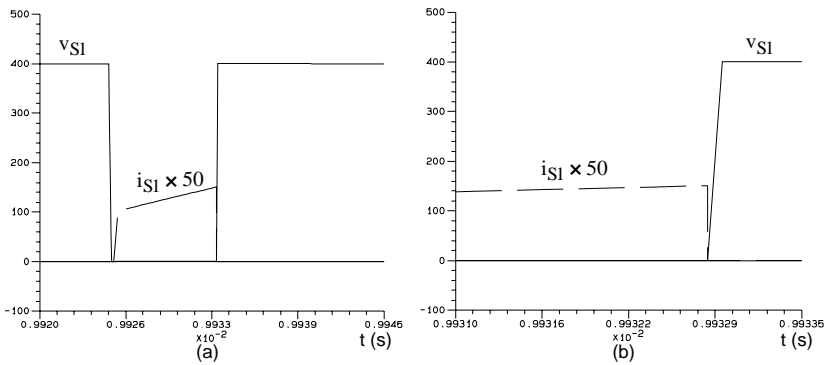


Fig. 9.30 – Detalhe da entrada em condução (a) e bloqueio (b) de  $S_1$ .

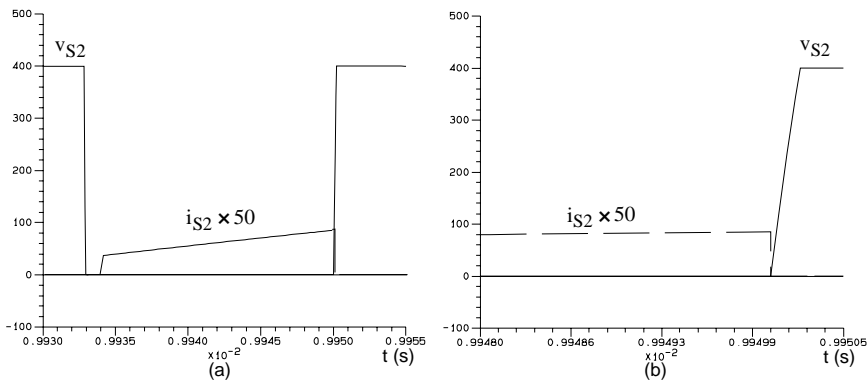


Fig. 9.31 – Detalhe da entrada em condução (a) e bloqueio (b) de  $S_2$ .

### 9.6.3 Operação com Pólo Ressonante

A listagem do arquivo de dados simulado com pólo ressonante é apresentada a seguir.

```
v.1 2 1 400 0 0
i.1 5 6 0.64 0 0
c.1 2 3 1.157u 285
c.2 1 3 0.6u 115
c.3 2 7 400p 0
c.4 7 1 400p 0
c.5 2 8 0.18u 285
c.6 8 1 0.18u 115
t.1 2 7 0.1 1M 40k 0 0 1 0.21u 7.11u
t.2 7 1 0.1 1M 40k 0 0 1 7.41u 24.91u
d.1 7 2 0.1 1M
d.2 1 7 0.1 1M
d.3 3 5 0.1 1M
d.4 4 5 0.1 1M
d.5 6 3 0.1 1M
d.6 6 4 0.1 1M
l.1 7 4 40u 0.64
l.2 4 3 2m 0.27
l.3 7 8 1m 0
.simulacao 0 10m 9.9m 0 1
```

Os resultados obtidos nesta simulação são mostrados nas Figs. 9.32 a 9.37. O comportamento do conversor com relação à carga não é alterado com a inclusão do pólo ressonante. A faixa na qual é mantida a comutação ZVS é, porém, sensivelmente ampliada. Verifica-se que, conforme esperado, a forma de onda de  $i_{La}$  é uma triangular com taxas distintas no aclave e declive.

Na tabela III são apresentadas algumas grandezas calculadas e obtidas por simulação. Vale salientar que a grande diferença nos esforços dos semicondutores ocorre devido à presença do pólo ressonante, que não foi considerado no cálculo teórico.

Tabela III

	Calculado	Simulado
$V'_o$ med (V)	160	155,33
$V_{Ce1}$ med (V)	285	284,9
$V_{Ce2}$ med (V)	115	115,1
$I_{S1,2}$ med (A)	0,26	0,43
$I_{S1ef}$ (A)	0,49	0,66
$I_{S2ef}$ (A)	0,31	0,74

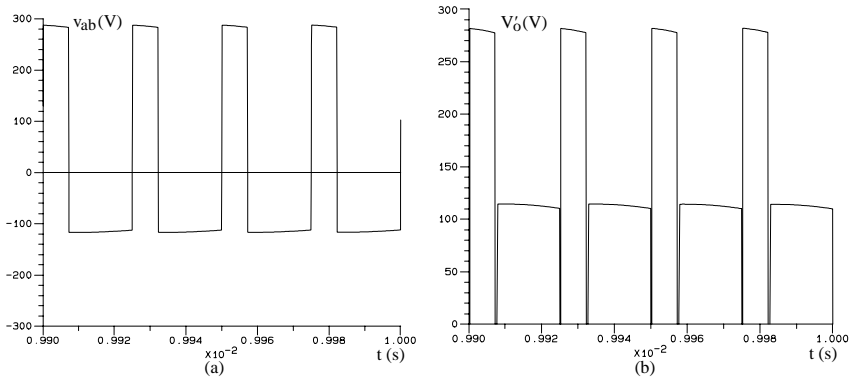


Fig. 9.32 – (a) Tensão  $v_{ab}$  e (b) tensão de saída  $V'_o$ .

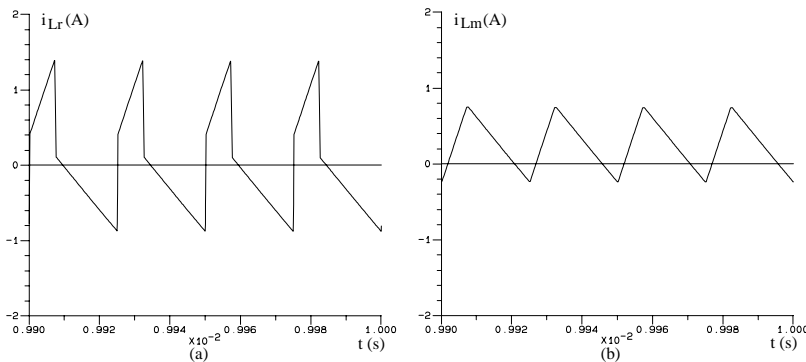


Fig. 9.33 – (a) Corrente no indutor ressonante e (b) corrente na indutância magnetizante.

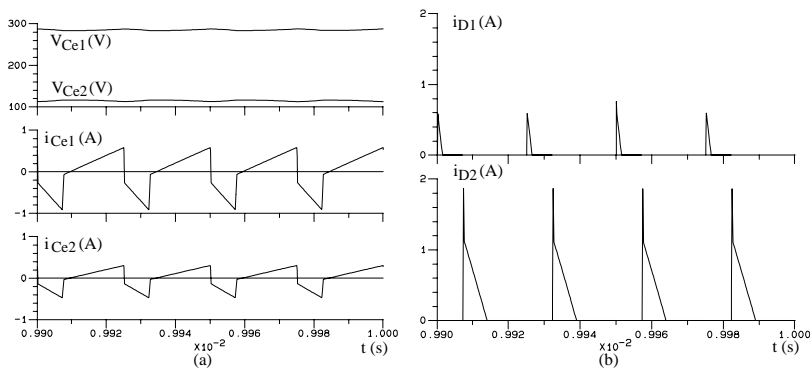


Fig. 9.34 – (a) Tensão nos capacitores  $C_{e1}$  e  $C_{e2}$  e (b) corrente nos diodos  $D_1$  e  $D_2$ .

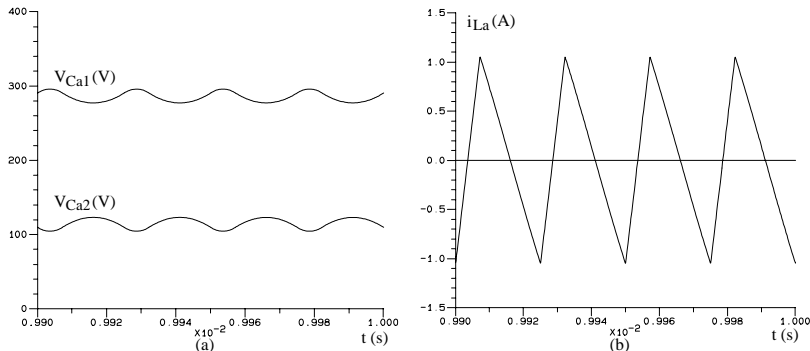


Fig. 9.35 – (a) Tensão nos capacitores  $C_{a1}$  e  $C_{a2}$  e (b) corrente no indutor auxiliar  $L_a$ .

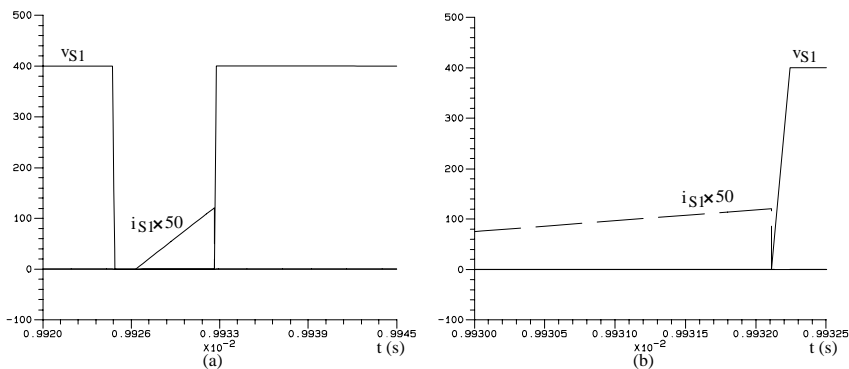


Fig. 9.36 – Detalhe da entrada em condução (a) e bloqueio (b) de  $S_1$ .

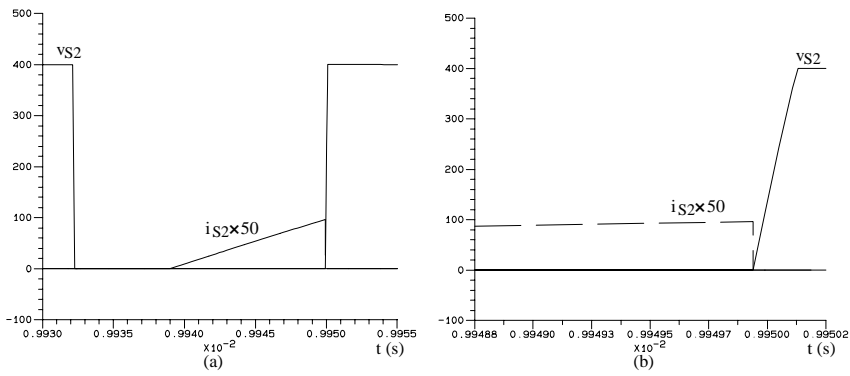


Fig. 9.37 – Detalhe da entrada em condução (a) e bloqueio (b) de  $S_2$ .