

CAPÍTULO X

CONVERSOR FORWARD COM GRAMPEAMENTO ATIVO, MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO E COMUTAÇÃO SOB TENSÃO NULA (ZVS)

10.1 INTRODUÇÃO

Seja o conversor Forward convencional mostrado na Fig. 10.1.

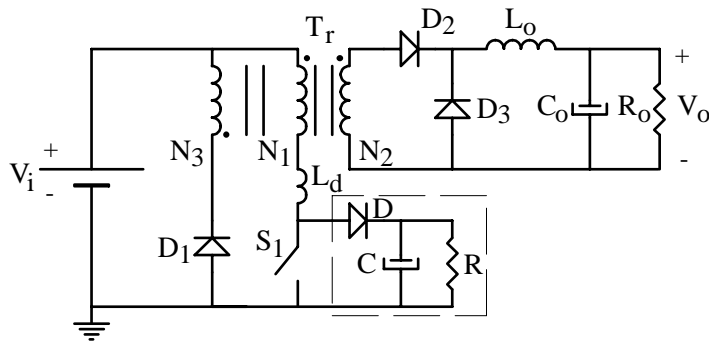


Fig. 10.1 – Conversor Forward convencional.

O transformador de isolamento T_r possui um enrolamento auxiliar N_3 , destinado à sua desmagnetização. Contudo, a energia acumulada na indutância de dispersão, na Fig. 10.1 representada de modo simplificado por L_d , não pode ser removida pelo enrolamento auxiliar. O método mais simples para remover esta energia, e evitar a destruição do interruptor S_1 por sobretensão durante o processo de bloqueio, emprega um grampeador

passivo e dissipativo, representado por RCD na Fig. 10.1. Desse modo toda a energia acumulada na indutância de dispersão L_d é transformada em calor no resistor R, o que contribui para reduzir o rendimento do processo de conversão de energia.

À estas perdas, adicionam-se as perdas de comutação do interruptor S_1 .

Com o objetivo de desmagnetizar o transformador sem o emprego de um terceiro enrolamento e reciclar a energia acumulada na dispersão L_d , foi proposto o grampeamento ativo, como está representado na Fig. 10.2.

Os interruptores são comandados à frequência constante e de modo complementar. A energia acumulada nas indutâncias magnetizante e de dispersão do transformador durante o intervalo de tempo em que S_1 conduz é transferida ao capacitor C_3 e devolvida à fonte V_i no intervalo de tempo em que S_1 permanece bloqueado. Para um valor de C_3 corretamente escolhido, a tensão V_{C3} mantém-se praticamente constante e superior à V_i .

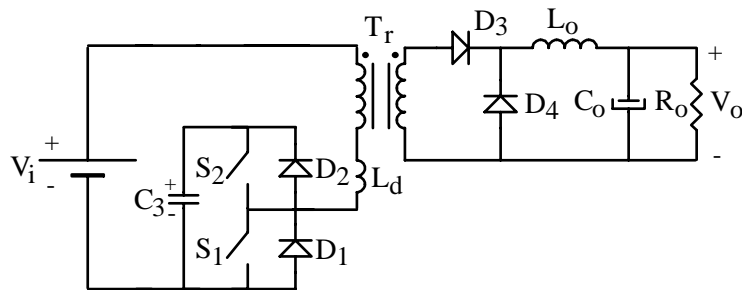


Fig. 10.2 – Conversor Forward com grampeamento ativo.

Com o decorrer do tempo, percebeu-se que agrupando-se capacitores de valores adequados C_1 e C_2 em paralelo com S_1 e S_2 respectivamente, e com um valor adequado da indutância de dispersão, o circuito poderia beneficiar-se de comutação suave do tipo ZVS dos interruptores S_1 e S_2 . A versão final do circuito assim descrito está representada na Fig. 10.3. A indutância L_r , daqui em diante denominada indutância de comutação ou indutância ressonante, inclui a indutância de dispersão em série com uma indutância externa, adicionada quando necessária.

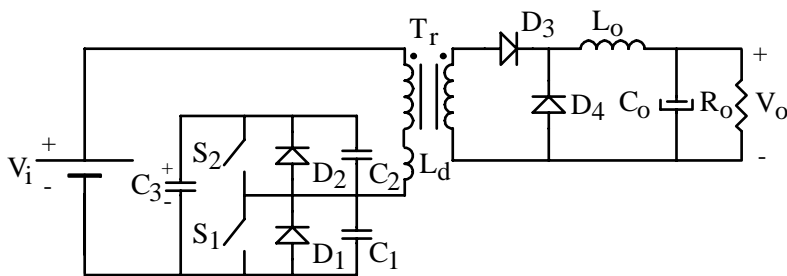


Fig. 10.3 – Conversor Forward PWM, ZVS com grampeamento ativo.

O circuito equivalente do conversor Forward PWM, ZVS, referido ao lado primário do transformador, está representado na Fig. 10.4, numa forma mais apropriada para a análise descrita nos parágrafos seguintes. O filtro de saída foi substituído por uma fonte de corrente constante ideal. A tensão induzida no primário do transformador é denominada V'_o e a corrente no primário I'_o .

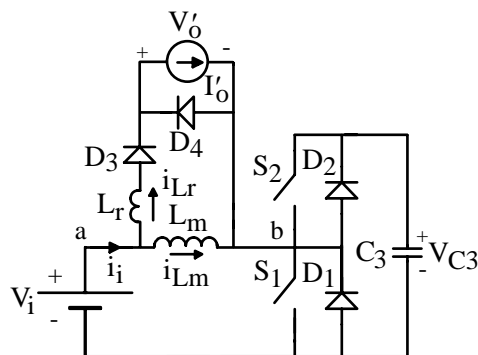


Fig. 10.4 – Circuito equivalente do conversor Forward PWM, ZVS com grampeamento ativo, referido ao lado primário do transformador.

10.2 ETAPAS DE FUNCIONAMENTO

Para simplificar os estudos teóricos, todos os componentes ativos e passivos serão considerados ideais.

1ª Etapa (t_0, t_1)

No instante t_0 a chave S_1 é comandada a conduzir. Porém devido ao sentido da corrente na fonte V_i , o diodo D_1 entra em condução,

iniciando-se um processo linear de desmagnetização de L_m e magnetização de L_r . A primeira etapa de operação é apresentada na Fig. 10.5.

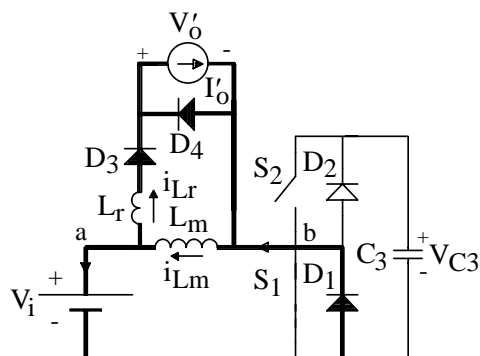


Fig. 10.5 – Primeira etapa.

2ª Etapa (t_1, t_2)

No instante t_1 , quando a corrente na fonte V_i atinge zero, a chave S_1 entra em condução. A corrente na indutância magnetizante continua a decrescer e a corrente no indutor ressonante a crescer de maneira linear. Na Fig. 10.6 tem-se o circuito representativo da segunda etapa.

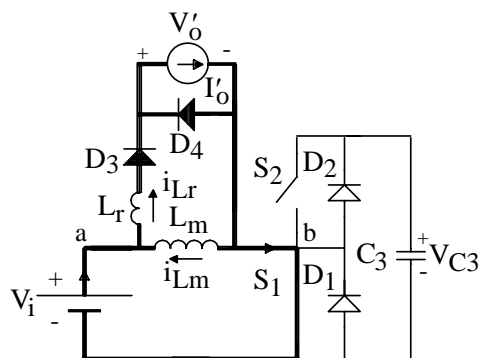


Fig. 10.6 – Segunda etapa.

3ª Etapa (t_2, t_3)

A terceira etapa inicia no instante t_2 , quando a corrente indutor ressonante atinge I'_o , bloqueando D_4 , como mostrado na Fig. 10.7.

Durante esta etapa a corrente na indutância magnetizante continua a decrescer linearmente e a corrente no indutor ressonante permanece constante.

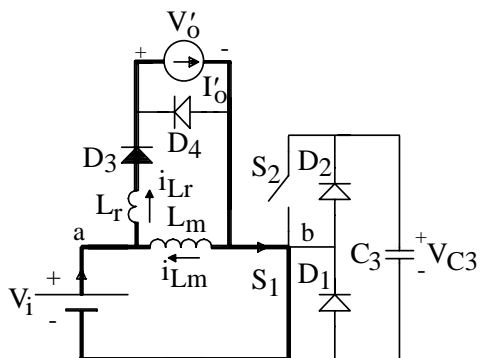


Fig. 10.7 – Terceira etapa.

4ª Etapa (t₃, t₄)

A quarta etapa inicia no instante t₃, quando a corrente na indutância magnetizante atinge zero, iniciando então um crescimento linear desta corrente. Esta etapa está representada na Fig. 10.8.

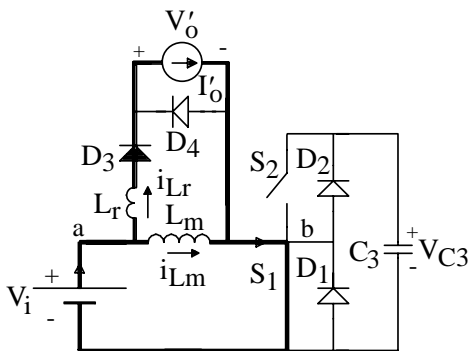


Fig. 10.8 – Quarta etapa.

5ª Etapa (t₄, t₅)

Na Fig. 10.9 tem-se o circuito representativo da quinta etapa. No instante t₄ a chave S₁ é bloqueada e a chave S₂ é comandada a conduzir.

Porém, devido ao sentido da corrente na fonte V_i , o diodo D_2 entra em condução, iniciando-se um processo linear de desmagnetização de L_m . O diodo D_4 também entra em condução curto-circuitando a carga e provocando uma desmagnetização linear de L_r .

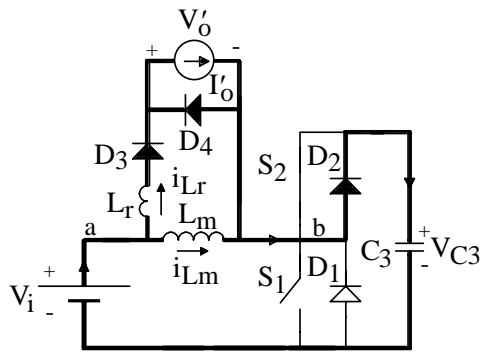


Fig. 10.9 – Quinta etapa.

6ª Etapa (t_5, t_6)

No instante t_5 a corrente na indutância magnetizante inverte de sentido iniciando-se esta etapa, como mostrado na Fig. 10.10. A corrente no indutor ressonante continua a decrescer linearmente.

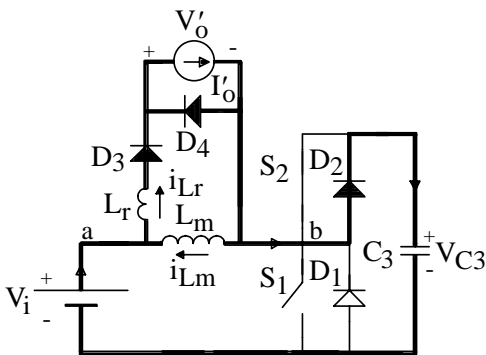


Fig. 10.10 – Sexta etapa.

7ª Etapa (t_6, t_7)

Esta etapa inicia no instante t_6 quando a corrente na fonte V_i atinge zero, colocando a chave S_2 em condução. A corrente no indutor

ressonante continua a decrescer de maneira linear. Na Fig. 10.11 é apresentado o circuito representativo desta etapa.

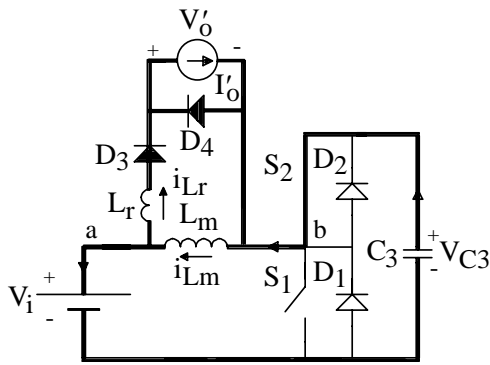


Fig. 10.11 – Sétima etapa.

8ª Etapa (t_7, t_8)

Quando a corrente no indutor ressonante atinge zero inicia-se esta etapa, como mostrado na Fig. 10.12. O diodo D_3 é bloqueado e a carga permanece curto-circuitada. A corrente na indutância magnetizante cresce linearmente até que a chave S_2 seja comandada a bloquear.

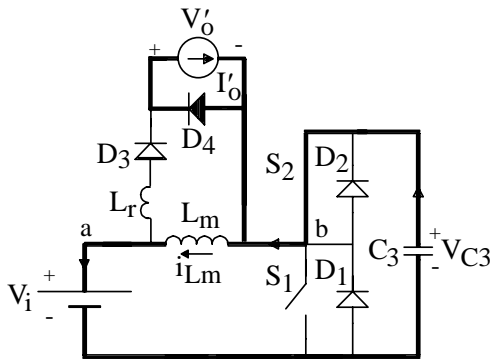


Fig. 10.12 – Oitava etapa.

10.3 FORMAS DE ONDA BÁSICAS

As formas de onda mais importantes, com indicação dos intervalos de tempo correspondentes, para as condições idealizadas descritas na Seção 10.2, estão representadas na Fig. 10.13.

Observar as comutações nos interruptores S_1 e S_2 , sem perdas, e a existência de tempo-morto entre a abertura de um interruptor e o fechamento do interruptor complementar.

10.4 EQUACIONAMENTO

10.4.1 Tensão Sobre o Capacitor de Grampeamento C_3

Como pode ser observado na Fig. 10.13, a tensão v_{ab} , igual à tensão na indutância magnetizante, deve ter valor médio igual a zero, que é calculado como mostrado na equação (10.1).

$$V_{ab_{med}} = \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{DT_s} V_i dt + \int_0^{(1-D)T_s} (V_i - V_{C3}) dt \right] = 0 \quad (10.1)$$

Resolvendo-se a integral obtém-se (10.2).

$$V_i DT_s = -(V_i - V_{C3})(1-D)T_s \quad (10.2)$$

A tensão no capacitor C_3 é representada pela expressão (10.3).

$$\boxed{\overline{V_{C3}} = \frac{V_{C3}}{V_i} = \frac{1}{1-D}} \quad (10.3)$$

Na Fig. 10.14 apresenta-se a tensão média no capacitor C_3 em função da razão cíclica D .

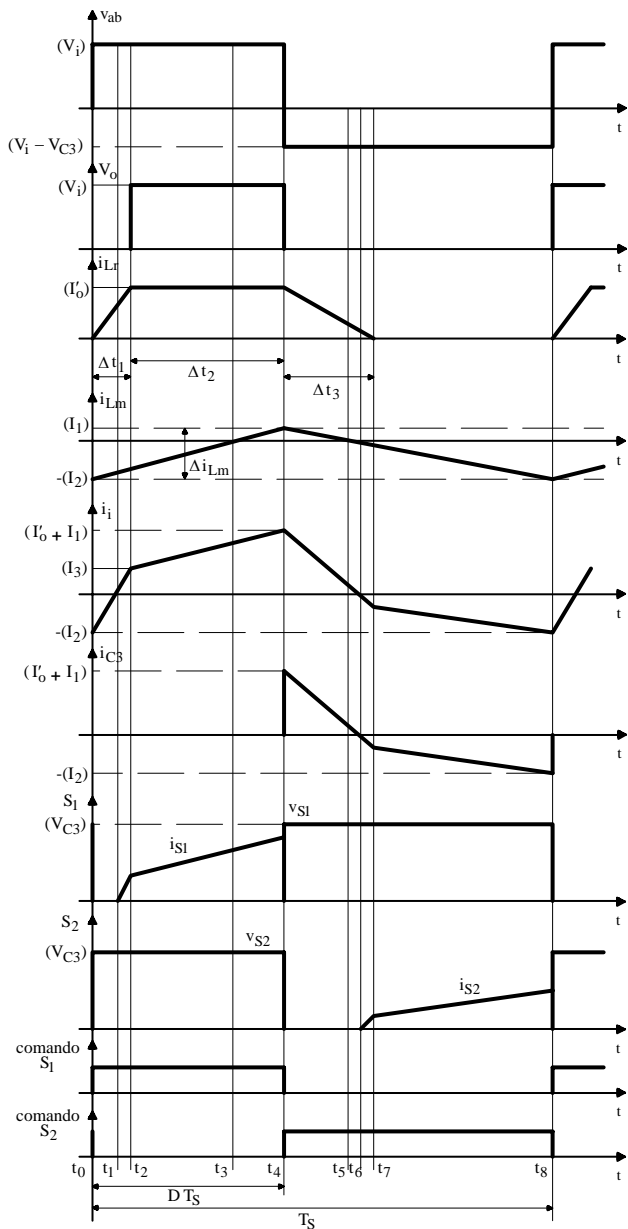


Fig. 10.13 – Formas de onda básicas.

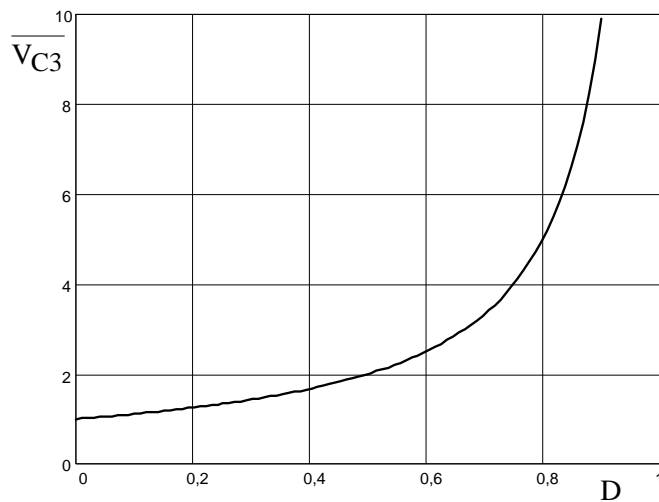


Fig. 10.14 – Tensão média no capacitor C_3 , em função da razão cíclica D .

10.4.2 Característica de Saída

A tensão média de saída é calculada de acordo com a expressão (10.4):

$$V'_{o_{med}} = \frac{1}{T_s} \int_0^{\Delta t_2} V_i dt = \frac{1}{T_s} V_i \Delta t_2 \quad (10.4)$$

Os intervalos de tempo Δt_1 e Δt_2 , mostrados na Fig. 10.13, são representados por (10.5) e (10.6).

$$\Delta t_2 = D T_s - \Delta t_1 \quad (10.5)$$

$$\Delta t_1 = \frac{I'_o L_r}{V_i} \quad (10.6)$$

Resolvendo a integral da equação (10.4) obtém-se (10.7):

$$\boxed{q = \frac{V'_{o_{med}}}{V_i} = D - \overline{I'_o}} \quad (10.7)$$

Onde $\overline{I'_o} = \frac{I'_o L_r f_s}{V_i}$.

Como pode-se observar na equação (10.7), existe uma perda de razão cíclica proporcional à corrente de carga devido à queda de tensão no indutor L_r , fenômeno este já observado nos capítulos 8, 9 e 10.

Na Fig. 10.15 foi traçado o ganho estático em função da corrente de saída parametrizada, tendo a razão cíclica D como parâmetro. Pode-se observar claramente a queda da tensão média de saída com o aumento da carga.

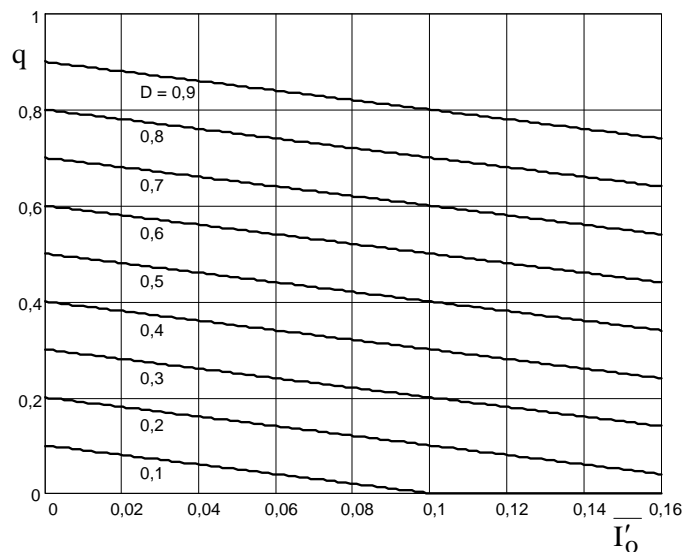


Fig. 10.15 – Característica de saída.

10.4.3 Esforços na Chave Principal S_1

Desprezando-se a corrente da indutância magnetizante, pode-se calcular de maneira simplificada os esforços na chave principal S_1 .

A corrente de pico, igual à corrente de carga, é dada por (10.8).

$$\boxed{\overline{I_{S1pico}} = \frac{I_{S1pico}}{I'_o} = 1} \quad (10.8)$$

Seja a definição de valor médio apresentada na equação (10.9).

$$I_{S1med} = \frac{1}{T_s} \int_0^{\Delta t_2} I'_o dt \quad (10.9)$$

Resolvendo a integral tem-se na equação (10.10) a corrente média em S_1 .

$$\boxed{\overline{I_{S1med}} = \frac{I_{S1med}}{I'_o} = D - \overline{I'_o}} \quad (10.10)$$

Seja a definição de valor eficaz apresentada na equação (10.11).

$$I_{S1ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{\Delta t_2} I_o'^2 dt} \quad (10.11)$$

Resolvendo a integral tem-se na equação (10.12) a corrente eficaz em S_1 .

$$\boxed{\overline{I_{S1ef}} = \frac{I_{S1ef}}{I'_o} = \sqrt{D - \overline{I'_o}}} \quad (10.12)$$

O ábaco da corrente média na chave S_1 é o mesmo ábaco da característica externa, como pode se verificar nas expressões (10.7) e (10.10). O ábaco da corrente eficaz na chave S_1 é apresentado na Fig. 10.16.

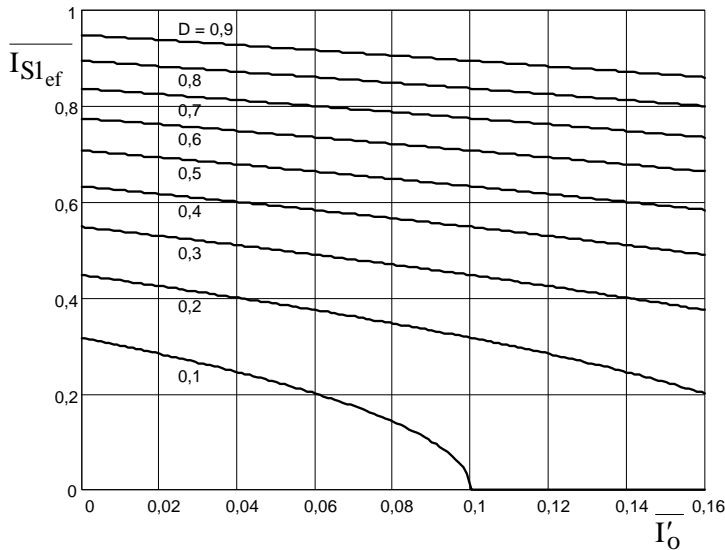


Fig. 10.16 – Corrente eficaz na chave S_1 em função da corrente de carga parametrizada, tendo a razão cíclica D como parâmetro.

10.4.4 Valor Médio da Corrente no Indutor Magnetizante L_m

Apesar da existência de um grampeamento ativo, o conversor opera de modo assimétrico. Por isto, a corrente média na indutância magnetizante é diferente de zero.

Quando o conversor opera em regime permanente, a corrente média no capacitor de grampeamento C_3 é igual à zero. A partir da observação das etapas de operação, verifica-se que só há corrente em C_3 quando S_2 ou D_2 conduzem.

As correntes i_{Lr} , i_{Lm} e i_{C3} , envolvidas quando S_2 ou D_2 conduzem, estão representadas na Fig. 10.13.

De acordo com o princípio da superposição, o valor médio da corrente i_{Lr} é igual ao valor médio da corrente i_{Lm} . Por inspeção, obtém-se (10.13).

$$I_{Lm} = \frac{I'_o \Delta t_3}{2 T_s} \quad (10.13)$$

$$\text{Sendo } \Delta t_3 = \frac{I'_o L_r (1-D)}{V_i D}.$$

Assim, a corrente média na indutância magnetizante é dada por (10.14).

$$I_{Lm} = \frac{f_s L_r I'_o{}^2 (1-D)}{2 V_i D} \quad (10.14)$$

Parametrizando-se em relação à I'_o , obtém-se (10.15).

$$\frac{I_{Lm}}{I'_o} = \frac{f_s L_r I'_o (1-D)}{2 V_i D} \quad (10.15)$$

10.4.5 Análise da Comutação

O estudo do conversor Forward com grameamento ativo revela que no instante t_1 , quando o interruptor S_1 é bloqueado, a corrente disponível em L_r para realizar a comutação é dada pela soma da corrente de carga I'_o com a corrente magnetizante.

Quando o interruptor S_2 é bloqueado, no instante t_5 , a corrente disponível para realizar a comutação é apenas a corrente magnetizante, muito menor que I'_o . Por isto, podemos concluir que a comutação de S_2 para D_1 é a mais crítica. Esta será portanto a comutação a ser analisada neste texto. Para tanto, vamos observar o circuito simplificado mostrado na Fig. 10.4 e as correspondentes formas de onda representadas na Fig. 10.13. A ondulação de corrente na indutância magnetizante é dada por (10.16).

$$\Delta i_{Lm} = V_i \frac{D}{(1-D)} \frac{T_s (1-D)}{L_m} = \frac{V_i D T_s}{L_m} \quad (10.16)$$

A corrente I_2 pode ser representada pela equação (10.17).

$$I_2 = I_{Lm} + \frac{\Delta i_{Lm}}{2} \quad (10.17)$$

Substituindo-se (10.16) em (10.17) obtém-se (10.18):

$$I_2 = \frac{f_s L_r I_o'^2 (1-D)}{2V_i} + \frac{V_i D}{2L_m f_s} \quad (10.18)$$

A expressão (10.18) representa a corrente disponível para realizar a comutação de S_2 para D_1 sob tensão nula.

A comutação em questão é representada pelo circuito da Fig. 10.17, onde C_3 é substituído por V_{C3} .

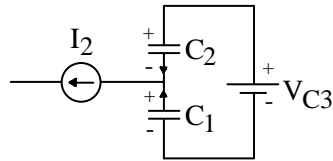


Fig. 10.17 – Circuito equivalente durante a comutação de S_2 para D_1 .

A equação da malha de tensão formada por V_{C3} , C_2 e C_1 é mostrada em (10.19).

$$V_{C1} + V_{C2} = V_{C3} \quad (10.19)$$

Derivando-se (10.19) obtém-se (10.20):

$$\frac{dV_{C1}}{dt} + \frac{dV_{C2}}{dt} = 0 \quad (10.20)$$

Seja, $C_1 = C_2 = C$.

Multiplicando-se a equação (10.20) por C obtém-se (10.21):

$$C \frac{dV_{C1}}{dt} + C \frac{dV_{C2}}{dt} = 0 \quad (10.21)$$

A equação (10.21) pode ser reescrita como mostra (10.22) e (10.23):

$$i_{C1} + i_{C2} = 0 \quad (10.22)$$

$$i_{C1} = -i_{C2} \quad (10.23)$$

Sendo $i_{C1} + i_{C2} = I_2$.

Assim tem-se (10.24):

$$i_{C1} = \frac{I_2}{2} \quad (10.24)$$

Para que a comutação ocorra, C_1 deve ser completamente descarregado durante o tempo de comutação Δt_c . Portanto obtém-se assim a expressão (10.25):

$$V_{C3} = \frac{I_2}{2} \frac{\Delta t_c}{C} \quad (10.25)$$

Com esta expressão, determina-se o tempo morto mínimo requerido, conhecidos os demais valores.

10.5 METODOLOGIA E EXEMPLO DE PROJETO

Nesta seção será apresentada uma metodologia e exemplo de projeto simplificados 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 tem-se:

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

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

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

$$L_r = \frac{\overline{I'_o} V_i}{f_s I'_o} = \frac{0,05 \times 400}{40 \times 10^3 \times 3,125} = 160 \times 10^{-6} \text{H}$$

De acordo com a equação (10.7), definidos o ganho estático e a perda de razão cíclica, calcula-se então a razão cíclica nominal.

$$D_{nom} = 0,45$$

A tensão média no capacitor C_3 pode então ser calculada:

$$V_{C3} = \frac{V_i}{1 - D_{nom}} = \frac{400}{1 - 0,45} \cong 728\text{V}$$

A capacitância C_3 é considerada muito grande, de forma a poder ser representada por uma fonte de tensão constante, o que simplifica a análise matemática. Porém, um valor excessivamente grande prejudicaria o comportamento dinâmico do conversor. Assim, para fins de projeto, esta capacitância é escolhida de modo que a metade do período de ressonância, formada pelo capacitor de grampeamento e a indutância ressonante L_r , seja maior que, pelo menos, três vezes o máximo intervalo de bloqueio de S_1 . Então, tem-se (10.26) e (10.27).

$$T_c = 2\pi \sqrt{L_r C_3} \quad (10.26)$$

$$\frac{T_c}{2} = 3(1 - D_{nom}) T_s \quad (10.27)$$

Substituindo (10.27) em (10.26), tem-se (10.28):

$$C_3 > \frac{9(1 - D_{\text{nom}})^2}{\pi^2 L_r f_s^2} \quad (10.28)$$

Assim:

$$C_3 > \frac{9 \times (1 - 0,45)^2}{\pi^2 \times 160 \times 10^{-6} \times (40 \times 10^3)^2} = 1,08 \times 10^{-6} \text{ F}$$

Adotou-se $C_3 = 1,1 \times 10^{-6} \text{ F}$.

A corrente média na indutância magnetizante é calculada como segue.

$$I_{Lm} = \frac{f_s L_r I_o'^2 (1 - D_{\text{nom}})}{2 V_i D_{\text{nom}}} = \frac{40 \times 10^3 \times 160 \cdot 10^{-6} \times 3,125^2 \times (1 - 0,45)}{2 \times 0,45 \times 400} = 0,095 \text{ A}$$

Seja uma indutância magnetizante de $4 \times 10^{-3} \text{ H}$.

Assim:

$$\frac{\Delta i_{Lm}}{2} = \frac{V_i D}{2 L_m f_s} = \frac{400 \times 0,45}{2 \times 4 \times 10^{-3} \times 40 \times 10^3} = 0,56 \text{ A}$$

Portanto a corrente para realizar a comutação de S_2 para D_1 é:

$$I_2 = I_{Lm} + \frac{\Delta i_{Lm}}{2} = 0,095 + 0,56 = 0,66 \text{ A}$$

Admitamos que S_1 e S_2 sejam MOSFETs, com capacitâncias intrínsecas $C_1 = C_2 = 200 \times 10^{-12} \text{ F}$.

Assim:

$$\Delta t_c = \frac{2 C V_{C3}}{I_2} = \frac{2 \times 200 \times 10^{-12} \times 728}{0,66} = 0,441 \times 10^{-6} \text{ s}$$

Portanto, o tempo morto teórico mínimo requerido é igual a $0,441 \times 10^{-6} \text{ s}$. Para fins de simulação adota-se um tempo morto de $0,5 \times 10^{-6} \text{ s}$.

10.6 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

O circuito simulado é apresentado na Fig. 10.18 e a listagem do arquivo de dados é apresentada a seguir.

O programa de simulação utilizado foi o PROSCES. As resistências de condução e de bloqueio dos interruptores são $0,1\Omega$ e $1M\Omega$ respectivamente.

Listagem do arquivo de dados:

```
v.1 2 1 400 0 0
i.1 4 5 3.125 0 0
c.1 5 1 200p 0
c.2 6 5 200p 738
c.3 6 1 1.1u 738
t.1 5 1 0.1 1M 40k 0 0 1 0.5u 11.25u
t.2 6 5 0.1 1M 40k 0 0 1 11.75u 25u
d.1 1 5 0.1 1M
d.2 5 6 0.1 1M
d.3 3 4 0.1 1M
d.4 5 4 0.1 1M
l.1 2 3 160u 0
l.2 2 5 4m 0.1
.simulacao 0 5.1m 5m 0 1
```

Na Fig. 10.19 apresenta-se a tensão v_{ab} e a tensão de saída V'_0 e na Fig. 10.20 a corrente no indutor ressonante e na indutância magnetizante. Na Fig. 10.21 percebe-se claramente que a saída fica curto-circuitada durante a variação linear da corrente no indutor, resultando em perda de razão cíclica. Nas Figs. 10.22 e 10.23 pode se verificar que a comutação é suave na chave principal e auxiliar.

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.

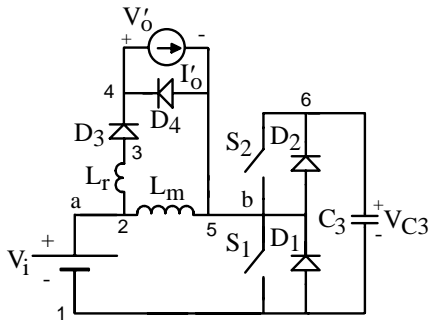


Fig. 10.18 – Circuito simulado.

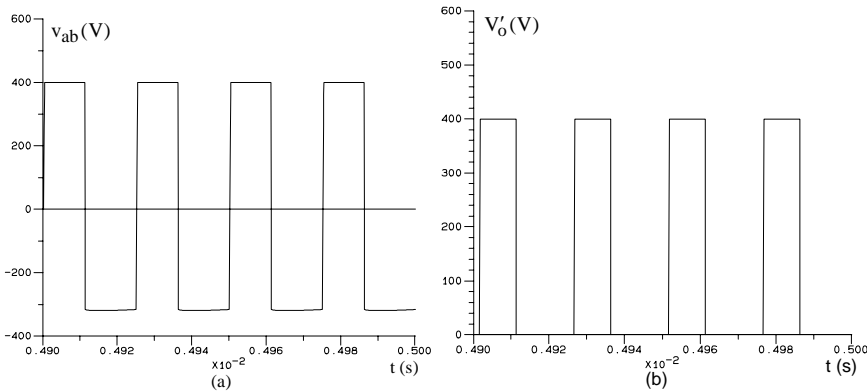


Fig. 10.19 – (a) Tensão v_{ab} e (b) tensão de saída V_o' .

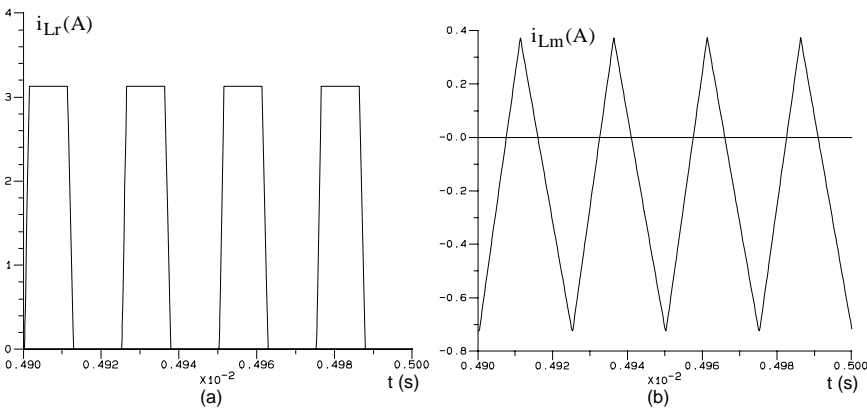


Fig. 10.20 – (a) Corrente no indutor ressonante e (b) corrente na indutância magnetizante.

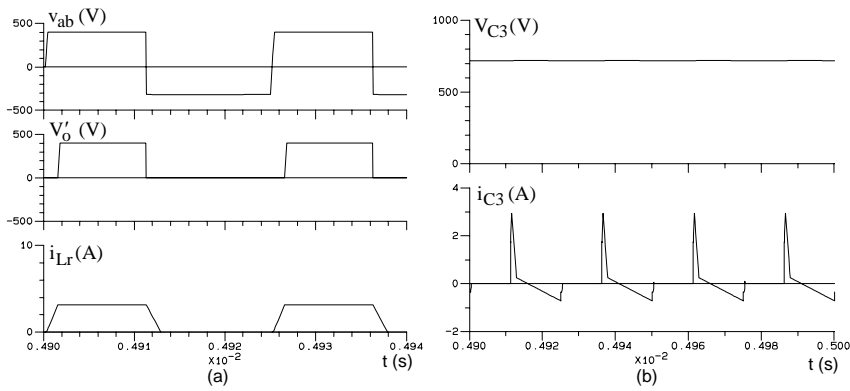


Fig. 10.21 – (a) Tensões de saída V'_o e v_{ab} e corrente no indutor ressonante, (b) tensão e corrente no capacitor C_3 .

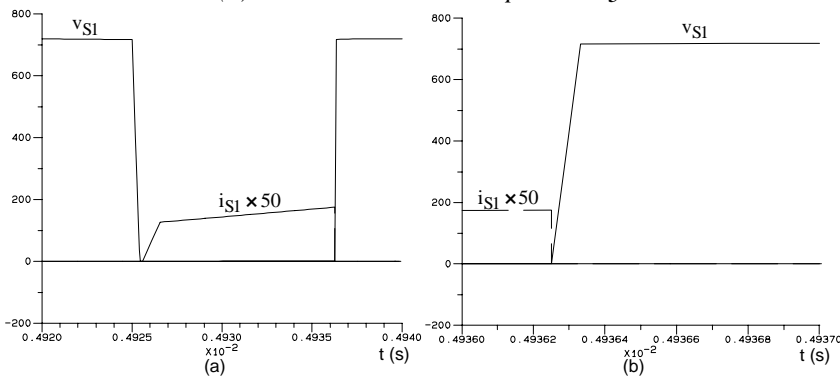


Fig. 10.22 – Detalhe da entrada em condução (a) e bloqueio (b) de S_1 .

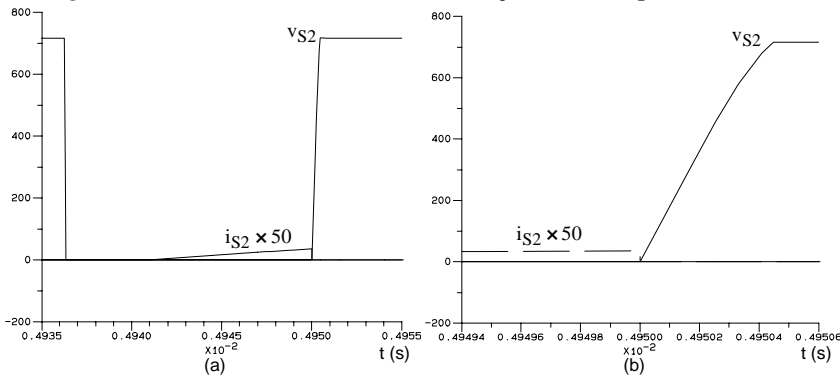


Fig. 10.23 – Detalhe da entrada em condução (a) e bloqueio (b) de S_2 .

Tabela I

	Calculado	Simulado
$V'_{o_{med}}$ (V)	160	153,11
$V_{C3_{med}}$ (A)	738	717,3
$I_{S1_{pico}}$ (A)	3,125	3,497
$I_{S1_{med}}$ (A)	1,25	1,22
$I_{S1_{ef}}$ (A)	1,976	1,91