

CAPÍTULO V

CONVERSOR SÉRIE RESSONANTE COM MODULAÇÃO EM FREQUÊNCIA E COMUTAÇÃO POR ZERO DE TENSÃO (ZVS)

5.1 INTRODUÇÃO

Os conversores que utilizam um circuito série ressonante para tornar suas comutações suaves podem ser classificados em dois grupos:

- os que operam com frequência de chaveamento abaixo da frequência de ressonância;
- os que operam com frequência de chaveamento acima da frequência de ressonância.

Nos capítulos anteriores estudou-se os conversores operando com frequência de chaveamento abaixo da frequência de ressonância. Neste capítulo será estudado o conversor série ressonante operando com frequência de chaveamento acima da frequência de ressonância.

A topologia a ser estudada é apresentada na Fig. 5.1. As chaves têm seu bloqueio comandado e entrada em condução sob tensão nula, caracterizando um comportamento dual ao tiristor. Tem-se assim, comutação por zero de tensão (ZVS).

Dependendo do tipo de chave a ser utilizada, a técnica de chaveamento ZVS permite a incorporação da capacitância intrínseca à chave ao processo de comutação, ao contrário da comutação ZCS, que não aproveita tal capacitância e causa a perda da energia armazenada na capacitância intrínseca, $\epsilon = (1/2)CV^2$, dissipada na chave na entrada em condução da mesma.

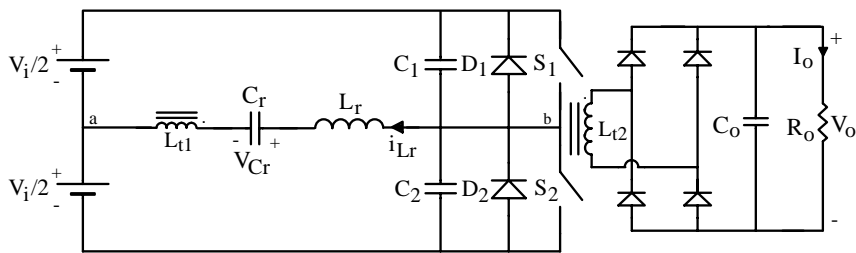


Fig. 5.1 - Conversor série ressonante com modulação em frequência e comutação ZVS.

5.2 ETAPAS DE FUNCIONAMENTO

Para simplificar os estudos teóricos, todos os componentes ativos e passivos serão considerados ideais. O conversor está referido ao lado primário do transformador, a tensão induzida no primário é denominada V'_0 e a corrente no primário I'_0 .

1ª Etapa (t_0, t_1)

Esta etapa inicia com a entrada em condução de chave S_1 sob tensão nula. A corrente no indutor ressonante evolui de forma senoidal e a tensão no capacitor ressonante, inicialmente $-V_{C0}$, evolui de forma cossenoidal até atingir V_1 . Na Fig. 5.2 tem-se a representação desta etapa.

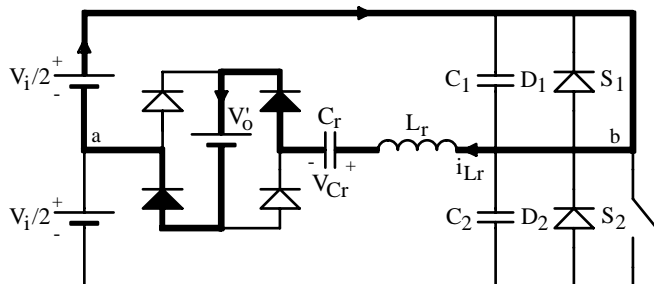


Fig. 5.2 - Primeira etapa.

2ª Etapa (t_1, t_2)

No instante t_1 , S_1 é bloqueada e S_2 é comandada a conduzir. Porém, como a tensão nesta chave não é nula, a corrente é desviada para C_1 e C_2 , como mostra a Fig. 5.3.

A corrente mantém-se praticamente constante, pois $X_{Lr} > X_{Cr}$. A capacitância C_r deve ser substancialmente maior que C_1 e C_2 para que este intervalo seja pequeno. Esta etapa termina quando a tensão no capacitor C_2 atinge zero.

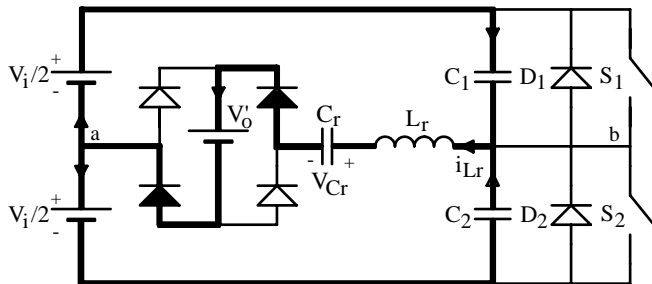


Fig. 5.3 - Segunda etapa.

3ª Etapa (t_2, t_3)

Na Fig. 5.4 tem-se a representação da terceira etapa. No instante t_2 a tensão no capacitor C_2 atinge zero e no capacitor C_1 atinge V_s . Assim o diodo D_2 entra em condução, finalizando a comutação de S_1 . Esta etapa termina quando a corrente no indutor ressonante atinge zero.

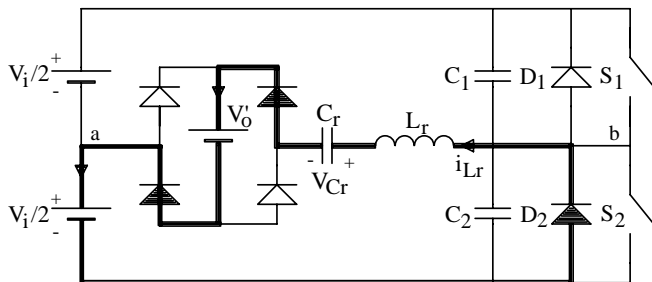


Fig. 5.4 - Terceira etapa.

4ª Etapa (t_3, t_4)

Quando a corrente no indutor ressonante atinge zero, o diodo D_2 se bloqueia e a chave S_2 entra em condução com tensão e corrente nulas, passando a conduzir a corrente que inverteu de sentido. Esta etapa está representada na Fig. 5.5.

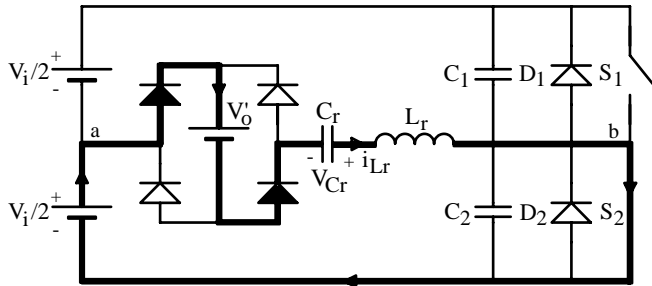


Fig. 5.5 - Quarta etapa.

5ª Etapa (t_4, t_5)

No instante t_4 , S_2 é comandada a bloquear, e uma ordem de comando é enviada a S_1 . S_2 bloqueia-se sob tensão nula. Como a tensão sob S_1 não é nula, a corrente é desviada para C_1 e C_2 , de modo idêntico a segunda etapa. Na Fig. 5.6 tem-se a representação desta etapa, que termina quando a tensão no capacitor C_1 atinge zero.

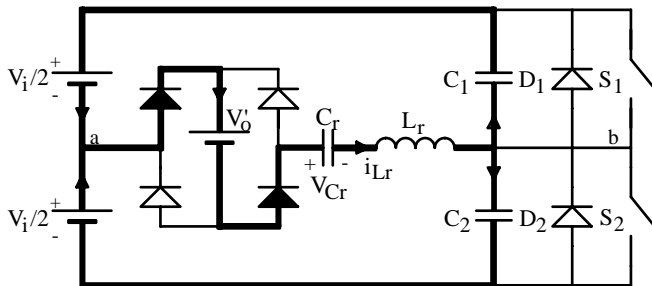


Fig. 5.6 - Quinta etapa.

6ª Etapa (t_5, t_6)

Na Fig. 5.7 tem-se a representação da sexta etapa. No instante t_5 a tensão no capacitor C_1 atinge zero, colocando o diodo D_1 em condução, encerrando a comutação da chave S_2 . A tensão e a corrente no capacitor e indutor ressonantes evoluem até que a corrente no indutor atinge zero. Assim, a chave S_1 conduz, iniciando-se a primeira etapa.

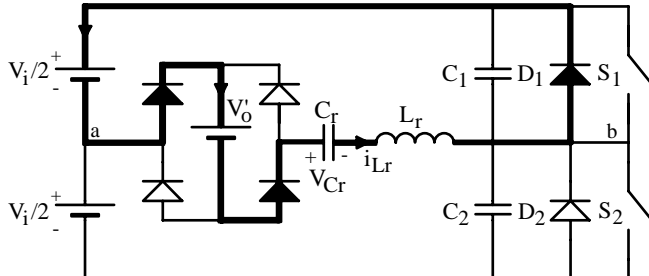


Fig. 5.7 - Sexta etapa.

5.3 FORMAS DE ONDA BÁSICAS

As formas de onda mais importantes, com indicação dos intervalos de tempo correspondentes, para as condições idealizadas descritas na Seção 5.2, estão representadas na Fig. 5.8.

5.4 EQUACIONAMENTO

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

A. Primeira Etapa

Sejam as seguintes condições iniciais:
$$\begin{cases} i_{Lr}(t_0) = 0 \\ v_{Cr}(t_0) = -V_{C0} \end{cases}$$

$$V_1 = L_r \frac{di_{Lr}(t)}{dt} + v_{Cr}(t) + V'_0 \quad (5.1)$$

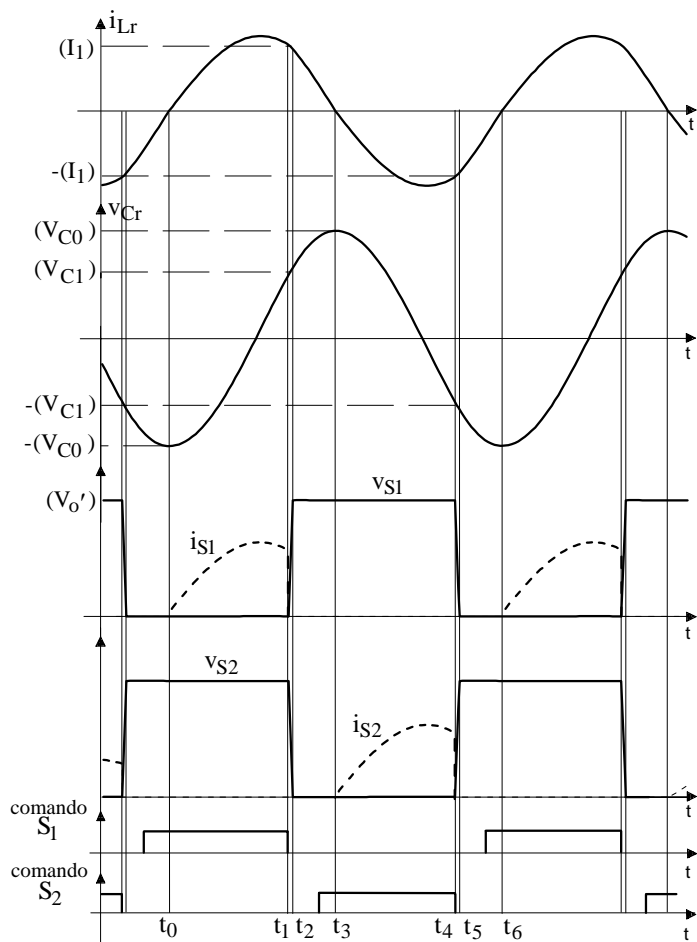


Fig. 5.8 - Formas de onda básicas.

Do circuito equivalente obtém-se as expressões (5.1) e (5.2):

$$e_1 = L_r \frac{di_{L_r}(t)}{dt} + v_{C_r}(t) + E \quad (5.1)$$

$$i_{L_r}(t) = C_r \frac{dv_{C_r}(t)}{dt} \quad (5.2)$$

Aplicando a transformada de Laplace às expressões (5.1) e (5.2), obtém-se (5.3) e (5.4):

$$\frac{V_1 - V'_o}{s} = s L_r i_{Lr}(s) + v_{Cr}(s) \quad (5.3)$$

$$i_{Lr}(s) = s C_r v_{Cr}(s) + C_r V_o \quad (5.4)$$

Substituindo (5.4) em (5.3), obtém-se (5.5).

$$v_{Cr}(s) = \frac{V_1 - V'_o}{s(s^2 + \omega_o^2)} \omega_o^2 - \frac{s V_{C0}}{(s^2 + \omega_o^2)} \quad (5.5)$$

Aplicando-se a anti-transformada de Laplace à equação (5.5), obtém-se (5.6).

$$v_{Cr}(t) = V_1 - V'_o - (V_1 - V'_o + V_{C0}) \cos(\omega_o t) \quad (5.6)$$

Derivando a equação (5.6), e multiplicando-se por C_r , obtém-se na equação (5.7) a corrente no indutor parametrizada em função da impedância característica ($z = \sqrt{L_r/C_r}$):

$$i_{Lr}(t)z = (V_1 - V'_o + V_{C0}) \text{sen}(\omega_o t) \quad (5.7)$$

Sabendo-se que $q = \frac{V'_o}{V_1}$; normaliza-se (5.6) e (5.7) e obtém-se (5.8) e (5.9).

$$\overline{v_{Cr}(t)} = \frac{v_{Cr}(t)}{V_1} = 1 - q - (1 - q + \overline{V_{C0}}) \cos(\omega_o t) \quad (5.8)$$

$$\overline{i_{Lr}(t)} = \frac{i_{Lr}(t)z}{V_1} = (1 - q + \overline{V_{C0}}) \text{sen}(\omega_o t) \quad (5.9)$$

O tempo de condução das chaves é definido pelo circuito de comando. Assim a duração da primeira etapa é dada por (5.10).

$$\Delta t_1 = t_1 - t_0 = \frac{\theta}{\omega_o} \quad (5.10)$$

A corrente no indutor no final desta etapa é dada por (5.11).

$$\overline{I_1} = (1 - q + \overline{V_{C0}}) \text{sen}(\theta) \quad (5.11)$$

A tensão no capacitor no final desta etapa é dada por (5.12).

$$\overline{V_1} = (1 - q) - (1 - q + \overline{V_{C0}}) \text{cos}(\theta) \quad (5.12)$$

A.1 Plano de Fase da Primeira Etapa

O plano de fase parametrizado para a primeira etapa é gerado pelas seguintes expressões.

$$\overline{v_{Cr}(t)} + j\overline{i_{Lr}(t)} = (1 - q) - (1 - q + \overline{V_{C0}}) \text{cos}(w_o t) + j(1 - q + \overline{V_{C0}}) \text{sen}(w_o t) \quad (5.13)$$

$$\overline{v_{Cr}(t)} + j\overline{i_{Lr}(t)} = (1 - q) - (1 - q + \overline{V_{C0}}) (\text{cos}(w_o t) - j \text{sen}(w_o t)) \quad (5.14)$$

$$\overline{v_{Cr}(t)} + j\overline{i_{Lr}(t)} = (1 - q) - (1 - q + \overline{V_{C0}}) e^{-jw_o t} \quad (5.15)$$

O centro fica situado no eixo horizontal, na posição $1 - q$, e o raio é dado pela expressão $-(1 - q + \overline{V_{C0}})$.

B. Segunda Etapa

Considera-se para efeito de simplificação que nesta etapa não há variação dos estados de corrente no indutor e tensão no capacitor. Eles são portanto representados pelas expressões (5.16) e (5.17).

$$\boxed{\overline{i_{Lr}(t)} \cong \overline{I_1}} \quad (5.16)$$

$$\boxed{\overline{v_{Cr}(t)} \cong \overline{V_{C1}}} \quad (5.17)$$

C. Terceira Etapa

Seja as seguintes condições iniciais: $\begin{cases} \overline{i_{Lr}(t_2)} \cong \overline{I_1} \\ \overline{v_{Cr}(t_2)} \cong \overline{V_{C1}} \end{cases}$

Do circuito equivalente obtém-se as expressões (5.18) e (5.19):

$$V_1 = -L_r \frac{di_{Lr}(t)}{dt} - v_{Cr}(t) - V'_o \quad (5.18)$$

$$i_{Lr}(t) = C_r \frac{dv_{Cr}(t)}{dt} \quad (5.19)$$

Aplicando a transformada de Laplace às equações (5.18) e (5.19), obtém-se (5.20) e (5.21).

$$\frac{V_1 + V'_0}{s} = -sL_r i_{Lr}(s) + L_r I_1 - v_{Cr}(s) \quad (5.20)$$

$$i_{Lr}(s) = s C_r v_{Cr}(s) - C_r V_{C1} \quad (5.21)$$

Substituindo (5.21) em (5.20), obtém-se (5.22).

$$v_{Cr}(s) = \frac{s V_{C1}}{(s^2 + \omega_o^2)} + \frac{L_r I_1 \omega_o^2}{(s^2 + \omega_o^2)} - \frac{(V_1 + V'_0) \omega_o^2}{s(s^2 + \omega_o^2)} \quad (5.22)$$

Aplicando-se a anti-transformada de Laplace à equação (5.22), obtém-se (5.23).

$$v_{Cr}(t) = -V_1 - V'_0 - (-V_1 - V'_0 - V_{C1}) \cos(\omega_o t) + I_1 z \sin(\omega_o t) \quad (5.23)$$

Derivando a equação (5.23), e multiplicando-se por C_r , obtém-se na equação (5.24) a corrente no indutor parametrizada em função da impedância característica.

$$i_{Lr}(t)z = -(V_1 + V'_0 + V_{C1}) \sin(\omega_o t) + I_1 z \cos(\omega_o t) \quad (5.24)$$

Normalizando-se as expressões (5.23) e (5.24), obtém-se (5.25) e (5.26).

$$\overline{v_{Cr}(t)} = \frac{v_{Cr}(t)}{V_1} = -1 - q + (1 + q + \overline{V_{C1}}) \cos(\omega_o t) + \overline{I_1} \sin(\omega_o t) \quad (5.25)$$

$$\overline{i_{Lr}(t)} = \frac{i_{Lr}(t)z}{V_1} = -(1 + q + \overline{V_{C1}}) \sin(\omega_o t) + \overline{I_1} \cos(\omega_o t) \quad (5.26)$$

O tempo de condução das chaves é definido pelo circuito de comando. Assim a duração da terceira etapa é dada por (5.27).

$$\Delta t_3 = t_3 - t_2 = \frac{\gamma}{\omega_o} \quad (5.27)$$

A tensão no capacitor no final desta etapa é dada pela expressão (5.28).

$$\overline{V_{C0}} = -1 - q + (1 + q + \overline{V_{C1}})\cos(\gamma) + \overline{I_1}\sin(\gamma) \quad (5.28)$$

C.1 Plano de Fase da Terceira Etapa

O plano de fase parametrizado para a terceira etapa é gerado pelas expressões seguintes:

$$\overline{v_{Cr}}(t) + j\overline{i_{Lr}}(t) = -1 - q + (1 + q + \overline{V_{C1}})\cos(\omega_o t) + \overline{I_1}\sin(\omega_o t) + j\left[-(1 + q + \overline{V_{C1}})\sin(\omega_o t) + \overline{I_1}\cos(\omega_o t)\right] \quad (5.29)$$

$$\overline{v_{Cr}}(t) + j\overline{i_{Lr}}(t) = -(1 + q) + (1 + q + \overline{V_{C1}})\cos(\omega_o t) - j\sin(\omega_o t) + \overline{I_1}\sin(\omega_o t) + j\overline{I_1}\cos(\omega_o t) \quad (5.30)$$

$$\overline{v_{Cr}}(t) + j\overline{i_{Lr}}(t) = -(1 + q) + \left[(1 + q + \overline{V_{C1}}) + j\overline{I_1}\right]e^{-j\omega_o t} \quad (5.31)$$

O centro é situado no eixo das tensões, com coordenadas $-(1 + q)$. O raio do círculo correspondente é dado pela expressão $\sqrt{(1 + q + \overline{V_{C1}})^2 + \overline{I_1}^2}$.

5.5 PLANO DE FASE RESULTANTE

O plano de fase resultando para um ciclo de operação é apresentado na Fig. 5.9.

A partir do plano de fase podem ser obtidas as normalizações para $\overline{V_{C0}}$, $\overline{V_{C1}}$ e $\overline{I_1}$ e os tempos de condução das chaves.

Da equação (5.8), tem-se (5.32) e (5.33)

$$\overline{v_{Cr}}(t) = \overline{V_{C1}} = (1 - q) - (1 - q + \overline{V_{C0}})\cos(\theta) \quad (5.32)$$

$$\overline{V_{C0}} = \frac{\overline{V_{C1}}}{q} \quad (5.33)$$

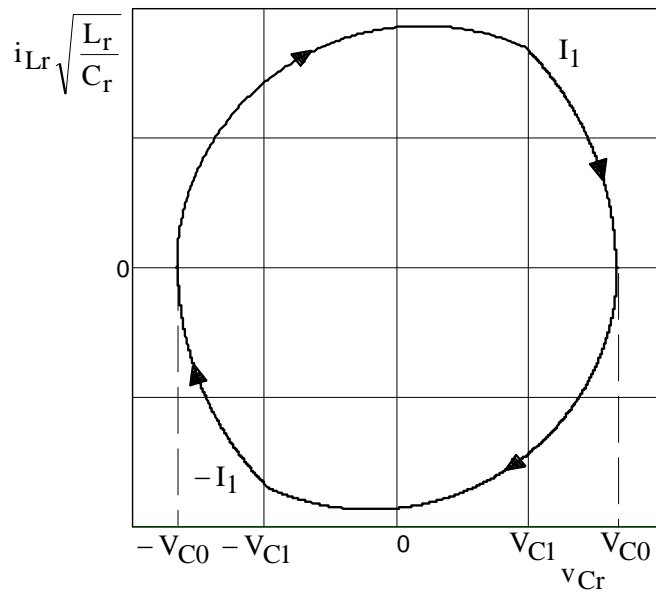


Fig. 5.9 - Plano de Fase.

Substituindo a equação (5.33) em (5.32), obtém-se (5.34) e (5.35).

$$\overline{V_{C0}} = \frac{(1-q)[1-\cos(\theta)]}{q+\cos(\theta)} \quad (5.34)$$

$$\overline{V_{C1}} = \frac{q(1-q)[1-\cos(\theta)]}{q+\cos(\theta)} \quad (5.35)$$

Da equação (5.11) obtém-se (5.36).

$$\overline{I_1} = (1-q + \overline{V_{C0}})\text{sen}(\theta) \quad (5.36)$$

Substituindo-se (5.34) em (5.36), obtém-se (5.37).

$$\overline{I_1} = \frac{(1-q^2)}{q + \cos(\theta)} \text{sen}(\theta) \quad (5.37)$$

A tensão no capacitor e a corrente no indutor podem ser expressas em função de q , θ e t .

Na primeira etapa as expressões parametrizadas para a tensão no capacitor ressonante e corrente no indutor ressonante, são dadas por (5.8) e (5.9). Substituindo-se a condição inicial $\overline{V_{C0}}$, dada pela equação (5.34), obtém-se (5.38) e (5.39).

$$\overline{v_{Cr}}(t) = 1 - q + \frac{(q^2 - 1)}{q + \cos(\theta)} \cos(w_o t) \quad (5.38)$$

$$\overline{i_{Lr}}(t) = \frac{(1 - q^2)}{q + \cos(\theta)} \text{sen}(w_o t) \quad (5.39)$$

Na terceira etapa as expressões parametrizadas para a tensão no capacitor ressonante e corrente no indutor ressonante, são dadas por (5.25) e (5.26). Substituindo-se as condições iniciais $\overline{V_{C1}}$ e $\overline{I_1}$, dadas pelas equações (5.35) e (5.37), obtém-se (5.40) e (5.41).

$$\overline{v_{Cr}}(t) = -1 - q + 1 + q \frac{[1 + q \cos(\theta)]}{q + \cos(\theta)} \cos(w_o t) + \frac{1 - q^2}{q + \cos(\theta)} \text{sen}(w_o t) \quad (5.40)$$

$$\overline{i_{Lr}}(t) = \left[-1 - \frac{q[1 + \cos(\theta)]}{q + \cos(\theta)} \right] \text{sen}(w_o t) + \frac{1 - q^2}{q + \cos(\theta)} \cdot \cos(w_o t) \quad (5.41)$$

De acordo com o plano de fase o ângulo γ , referente à terceira etapa, é representado pela equação (5.42).

$$\gamma = w_o (t_3 - t_2) = \arctan \left(\frac{\overline{I_1}}{\overline{V_{C1}} + 1 + q} \right) \quad (5.42)$$

Substituindo (5.35) e (5.37) em (5.42), obtém-se (5.43).

$$\gamma = \arctan \left[\frac{(1-q^2)\text{sen}(\theta)}{(1+q)[q+\cos(\theta)]+(q-q^2)[1-\cos(\theta)]} \right] \quad (5.43)$$

Todas as grandezas do circuito dependem dos parâmetros θ , q e f_s/f_o . Logo, é importante a obtenção da relação entre estes parâmetros. Desprezando-se a segunda etapa, pode-se definir (5.44).

$$\theta + \gamma = \omega_o \frac{T_s}{2} \quad (5.44)$$

Substituindo-se (5.43) em (5.44) obtém-se (5.45):

$$\frac{f_s}{f_o} = \frac{\pi}{\theta + \arctan \left[\frac{(1-q^2)\text{sen}(\theta)}{(1+q)[q+\cos(\theta)]+(q-q^2)[1-\cos(\theta)]} \right]} \quad (5.45)$$

5.6 CARACTERÍSTICA DE SAÍDA

A corrente média na fonte V'_o é igual à corrente no indutor retificada. Assim, para meio período obtém-se (5.46).

$$i_{Lr}(t) = i_{Cr}(t) = I'_o(t) = C_r \frac{dv_{Cr}(t)}{dt} \quad (5.46)$$

Normalizando (5.46), obtém-se (5.47) e (5.48).

$$\overline{I'_o(t)} = \frac{I'_o(t)z}{V_1} = C_r \frac{dv_{Cr}(t)}{dt} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \frac{1}{V_1} \quad (5.47)$$

$$\overline{I'_o(t)} = \sqrt{L_r C_r} \frac{dv_{Cr}(t)}{dt} = \frac{1}{\omega_o} \frac{dv_{Cr}(t)}{dt} \quad (5.48)$$

Integrando-se a expressão (5.48) em meio período de funcionamento tem-se (5.49).

$$\int_{t_0}^{t_3} \overline{I'_o(t)} dt = \frac{1}{w_o} \int_{-V_{C0}}^{V_{C0}} dv_{Cr} \quad (5.49)$$

Resolvendo-se a integral obtém-se (5.50) e (5.51).

$$\overline{I'_o}(t_3 - t_0) = \frac{1}{w_o} [\overline{V_{C0}} - (-\overline{V_{C0}})] \quad (5.50)$$

$$\overline{I'_{omed}} = \frac{2 f_s}{\pi f_o} \overline{V_{C0}} \quad (5.51)$$

Substituindo a condição inicial na equação (5.51), obtém-se (5.52).

$$\overline{I'_{omed}} = \frac{I'_{omed} z}{V_1} = \frac{2 f_s}{\pi f_o} \left[\frac{(1-q)[1 - \cos(\theta)]}{q + \cos(\theta)} \right] \quad (5.52)$$

Com a equação (5.52) pode-se traçar a característica de saída do conversor, como mostrado na Fig. 5.10.

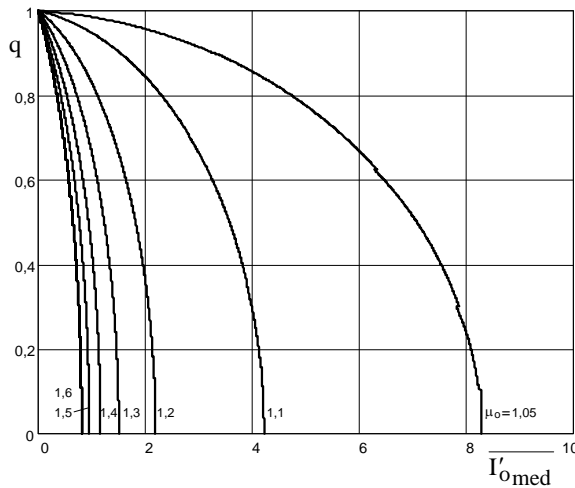


Fig. 5.10 - Característica de saída.

5.7 CARACTERÍSTICA DE SAÍDA APROXIMADA

Como a frequência de chaveamento está acima da frequência de ressonância, o sistema comporta-se como um circuito indutivo. O circuito equivalente análogo é mostrado na Fig. 5.11.

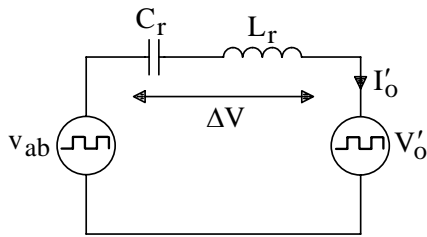


Fig. 5.11 - Circuito equivalente simplificado.

O diagrama fasorial das tensões é mostrado na Fig. 5.12:

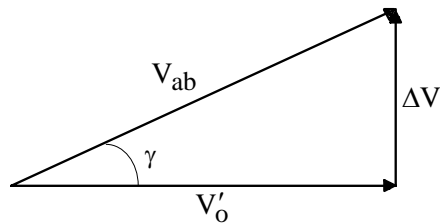


Fig. 5.12 - Diagrama fasorial das tensões.

São consideradas apenas as primeiras harmônicas das tensões do sistema equivalente. As componentes fundamentais das tensões v_{ab} e V'_o são dadas por (5.53) e (5.54).

$$V'_{o1} = \frac{4}{\pi} V'_o \quad (5.53)$$

$$V_{ab1} = \frac{4}{\pi} V_{ab} \quad (5.54)$$

A queda de tensão no capacitor e indutor ressonantes é dada por (5.55).

$$\Delta V_1 = \frac{4}{\pi} (X_{Lr} + X_{Cr}) I'_o \quad (5.55)$$

sendo que:

$$(X_{Lr} + X_{Cr}) = \frac{w^2 L_r C_r - 1}{w C_r} \quad (5.56)$$

O somatório das tensões é dado por (5.57).

$$\Delta V_1^2 + V_{o1}'^2 = V_{ab}^2 \quad (5.57)$$

Substituindo (5.53), (5.54) e (5.55) em (5.57), obtém-se (5.58).

$$\left[\frac{4}{\pi} (X_{Lr} + X_{Cr}) I'_o \right]^2 + \left[\frac{4}{\pi} V'_o \right]^2 = \left[\frac{4}{\pi} V_{ab} \right]^2 \quad (5.58)$$

Substituindo (5.56) em (5.58) obtém-se (5.59).

$$\left[\frac{4}{\pi} \frac{w^2 L_r C_r - 1}{w C_r} I'_o \right]^2 + \left[\frac{4}{\pi} V'_o \right]^2 = \left[\frac{4}{\pi} V_{ab} \right]^2 \quad (5.59)$$

Dividindo (5.59) por $\frac{4}{\pi} V_{ab}^2$ obtém-se (5.60).

$$1 = \left(\frac{V'_o}{V_{ab}} \right)^2 + \left(\frac{w^2 L_r C_r - 1}{w C_r} \frac{I'_o}{V_{ab}} \right)^2 \quad (5.60)$$

Sabendo-se que $w_o = 1/\sqrt{L_r C_r}$, obtém-se (5.61) e (5.62).

$$1 = \left(\frac{V'_o}{V_{ab}} \right)^2 + \left(\frac{(w/w_o)^2 - 1}{w} \right)^2 w_o \left(\frac{I'_o}{C_r V_{ab}} \right)^2 \quad (5.61)$$

$$1 = \left(\frac{V'_o}{V_{ab}} \right)^2 + \left(\frac{(w/w_o)^2 - 1}{w/w_o} \right)^2 \left(\frac{I'_o}{\sqrt{\frac{C_r}{L_r}} V_{ab}} \right)^2 \quad (5.62)$$

Parametrizando-se (5.62) obtém-se (5.63).

$$1 = q^2 + \left[\frac{(w/w_o)^2 - 1}{w/w_o} \right]^2 \overline{I'_o}^2 \quad (5.63)$$

A expressão que representa a característica externa, com o emprego deste método simplificado, é dada por (5.64).

$$q = \sqrt{1 - \left[\frac{(f_s/f_o)^2 - 1}{f_s/f_o} \right]^2 \overline{I'_o}^2} \quad (5.64)$$

Na Fig. 5.13 é traçada a característica de saída aproximada utilizando-se a equação (5.64).

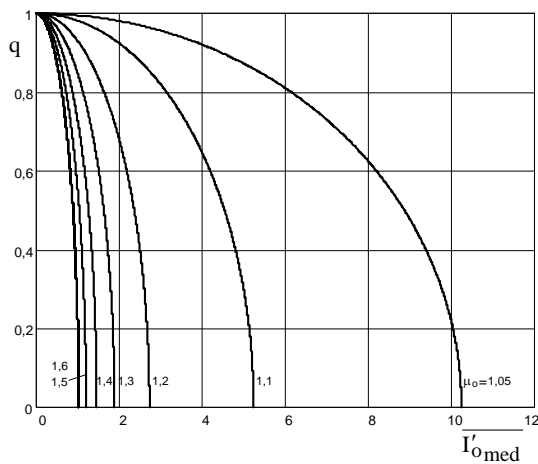
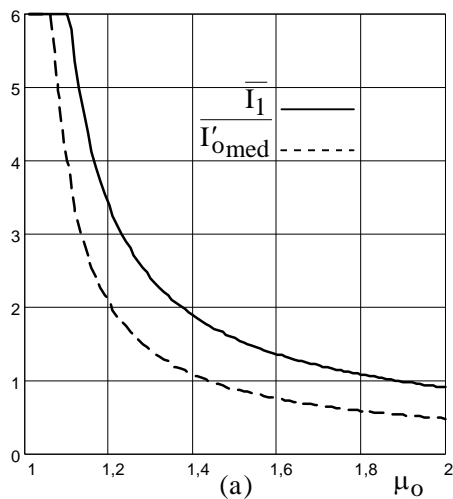


Fig. 5.13 - Característica de saída aproximada.

5.8 CORRENTE DE COMUTAÇÃO

Define-se como corrente de comutação a corrente que realizará a carga e descarga dos capacitores em paralelo com as chaves na segunda e quinta etapas. Esta corrente já foi previamente definida como I_1 .

Na Fig. 5.14 foi traçada a corrente de comutação e a corrente média na fonte V'_0 , em função da relação de frequência $\mu_o=f_s/f_o$, para diferentes valores de ganho estático q . Nesta figura fica evidente que a medida que a corrente na fonte V'_0 diminui, a corrente de comutação também diminui praticamente na mesma proporção. Quanto menor for a corrente de comutação mais demorada será a carga e descarga dos capacitores em paralelo com as chaves, sendo que em algumas situações a corrente de comutação pode ser tão pequena que não conseguirá realizar a carga e descarga destes capacitores, não havendo mais comutação suave nas chaves. Assim sendo, deve-se ter o cuidado de projetar estes capacitores de tal modo a garantir a comutação suave em toda a faixa de variação de carga, ou ainda tolerar uma comutação dissipativa para cargas baixas, uma vez que as perdas em condução nas chaves serão pequenas.



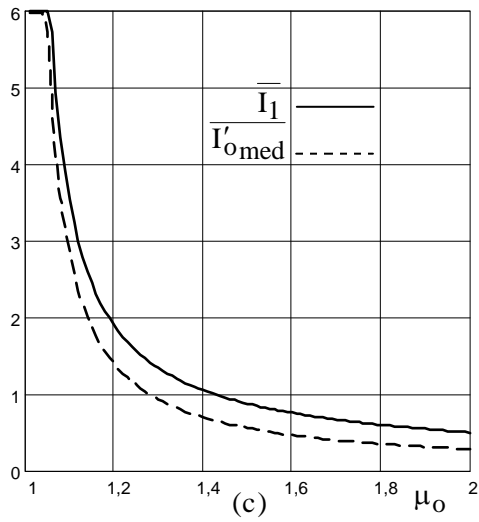
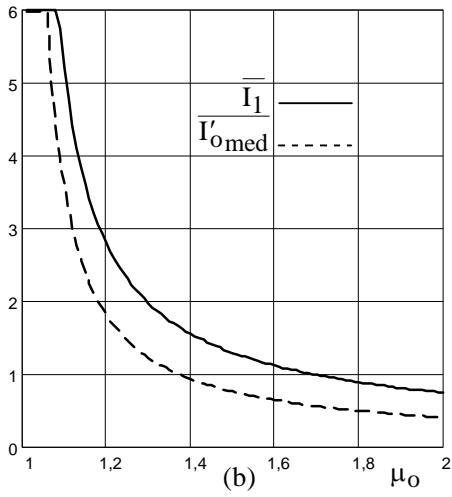


Fig. 5.14 - Corrente de comutação I_1 e corrente média na fonte V'_O em função da relação μ_o , para $q=0,3$ (a), $q=0,5$ (b) e $q=0,7$ (c).

5.9 ESFORÇOS NOS SEMICONDUTORES

5.9.1 Correntes de Pico, Média e Eficaz nas Chaves

A corrente de pico nas chaves é igual à corrente de pico no indutor. Na primeira etapa a corrente no indutor tem a forma senoidal, portanto seu valor de pico é dado pelo seu módulo, como mostra a equação (5.65).

$$\boxed{\overline{I_{S_{pico}}} = \frac{I_{S_{pico}} z}{V_1} = 1 - q + \overline{V_{C0}}} \quad (5.65)$$

A corrente que circula nas chaves é igual à corrente no indutor ressonante durante a primeira etapa. Assim, calcula-se a corrente média e eficaz nas chaves utilizando-se as expressões (5.66) e (5.68).

$$\overline{I_{S_{med}}} = \frac{1}{T_s} \int_{t_0}^{t_1} \overline{i_{Lr}}(t) dt = \frac{1}{T_s} \int_0^{\Delta t_1} (1 - q + \overline{V_{C0}}) \text{sen}(w_o t) dt \quad (5.66)$$

Resolvendo-se as integrais obtém-se (5.67).

$$\boxed{\overline{I_{S_{med}}} = \frac{I_{S_{med}} z}{V_1} = \frac{(1 - q + \overline{V_{C0}}) f_s}{2\pi f_o} [1 - \cos(\theta)]} \quad (5.67)$$

$$\overline{I_{S_{ef}}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_{t_0}^{t_1} [\overline{i_{Lr}}(t)]^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{\Delta t_1} (1 - q + \overline{V_{C0}})^2 [\text{sen}(w_o t)]^2 dt} \quad (5.68)$$

Resolvendo-se as integrais obtém-se (5.69).

$$\boxed{\overline{I_{S_{ef}}} = \frac{I_{S_{ef}} z}{V_1} = \frac{(1 - q + \overline{V_{C0}})}{2} \sqrt{\frac{f_s}{f_o} \frac{1}{\pi} \left[\theta - \frac{\text{sen}(2\theta)}{2} \right]}} \quad (5.69)$$

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

Devido à simplificação que foi feita na segunda etapa que pressupõe que a tensão e corrente no capacitor e indutor ressonantes permanecem constantes, pode-se afirmar que a corrente de pico nestes diodos será igual à corrente de pico no final da primeira etapa, como mostra (5.70).

$$\boxed{\overline{I_{Dpico}} = \frac{I_{Dpico}^Z}{V_1} = \overline{I_1}} \quad (5.70)$$

A corrente que circula nos diodos é igual à corrente no indutor ressonante durante a terceira etapa. Assim, calcula-se a corrente média e eficaz nos diodos de acordo com (5.71) e (5.73).

$$\overline{I_{Dmed}} = \frac{1}{T_s} \int_{t_2}^{t_3} \overline{i_{Lr}}(t) dt = \frac{1}{T_s} \int_0^{\Delta t_3} \left[-(1+q + \overline{V_{Cl}}) \text{sen}(w_o t) + \overline{I_1} \cos(w_o t) \right] dt \quad (5.71)$$

Resolvendo-se a integral obtém-se (5.72).

$$\boxed{\overline{I_{Dmed}} = \frac{I_{Dmed}^Z}{V_1} = \frac{f_s}{f_o} \frac{1}{2\pi} \left[(1+q + \overline{V_{Cl}})(\cos(\gamma) - 1) + \overline{I_1} \text{sen}(\gamma) \right]} \quad (5.72)$$

$$\overline{I_{Def}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_{t_2}^{t_3} [\overline{i_{Lr}}(t)]^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{\Delta t_3} \left[-(1+q + \overline{V_{Cl}}) \text{sen}(w_o t) + \overline{I_1} \cos(w_o t) \right]^2 dt} \quad (5.73)$$

Resolvendo-se a integral obtém-se (5.74).

$$\boxed{\overline{I_{Def}} = \frac{I_{Def}^Z}{V_1} = \sqrt{\frac{f_s}{f_o} \frac{1}{4\pi} \left[(1+q + \overline{V_{Cl}})^2 \left(\gamma - \frac{\text{sen}(2\gamma)}{2} \right) + \overline{I_1}^2 (1+q + \overline{V_{Cl}})(\cos(2\gamma) - 1) + \overline{I_1}^2 \left(\gamma + \frac{\text{sen}(2\gamma)}{2} \right) \right]}} \quad (5.74)$$

5.9.3 Correntes de Pico, Média e Eficaz nos Diodos Retificadores

A corrente de pico nestes diodos é igual à corrente de pico no indutor, assim tem-se (5.75).

$$\boxed{\overline{I_{DR\ pico}} = \frac{I_{DR\ pico}^Z}{V_1} = 1 - q + \overline{V_{C0}}} \quad (5.75)$$

A corrente nestes diodos é igual a corrente no indutor a cada semi-ciclo. Assim a corrente média será a metade da corrente média na fonte V'_0 , como mostra (5.76).

$$\boxed{\overline{I_{DR\ med}} = \frac{I_{DR\ med}^Z}{V_1} = \frac{I'_{0\ med}}{2}} \quad (5.76)$$

Se desprezarmos a segunda etapa (que é de pequena duração quando comparada com as demais etapas), a corrente eficaz nos diodos retificadores pode ser aproximada pela corrente eficaz no indutor na primeira e terceira etapas. Assim tem-se (5.77).

$$\overline{I_{DR\ ef}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left[\int_0^{\Delta t_1} i_{Lr}(t) dt + \int_0^{\Delta t_3} i_{Lr}(t) dt \right]} \quad (5.77)$$

Resolvendo a integral obtém-se (5.78).

$$\boxed{\overline{I_{DR\ ef}} = \frac{I_{DR\ ef}^Z}{V_1} = \left\{ \frac{f_s}{f_o} \frac{1}{4\pi} \left[(1-q + \overline{V_{C0}})^2 \left(\theta - \frac{\text{sen}(2\theta)}{2} \right) + (1+q + \overline{V_{C1}})^2 \left(\gamma - \frac{\text{sen}(2\gamma)}{2} \right) + \overline{I_1} (1+q + \overline{V_{C1}}) (\cos(2\gamma) - 1) + \overline{I_1}^2 \left(\gamma + \frac{\text{sen}(2\gamma)}{2} \right) \right] \right\}^{\frac{1}{2}}} \quad (5.78)$$

5.10 REPRESENTAÇÃO GRÁFICA DOS RESULTADOS DA ANÁLISE

5.10.1 Tensão de Pico no Capacitor Ressonante

Nesta seção é traçado o ábaco da tensão de pico no capacitor ressonante, apresentada na equação (5.79). Observa-se que dependendo da relação de frequências $\mu_o=f_s/f_o$ e do ganho estático q , a tensão de pico pode atingir valores bastante elevados.

$$\overline{V_{Cr\text{pico}}} = \frac{V_{Cr\text{pico}}}{V_1} = \overline{V_{CO}} = \frac{(1-q)[1-\cos(\theta)]}{q+\cos(\theta)} \quad (5.79)$$

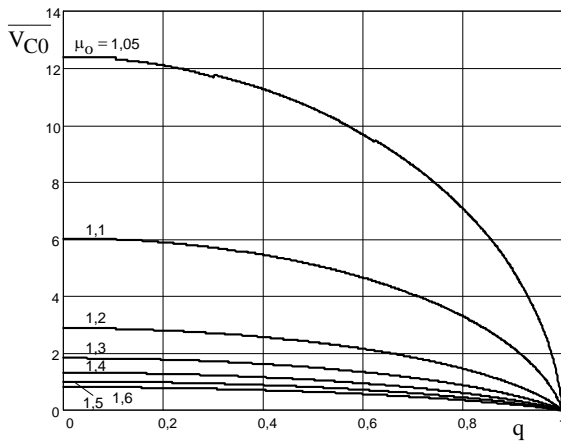


Fig. 5.15 – Tensão de pico parametrizada no capacitor ressonante, em função do ganho estático q , tendo μ_o como parâmetro.

5.10.2 Esforços nos Semicondutores

Os ábacos de corrente média e eficaz nas chaves, corrente média nos diodos em anti-paralelo com as chaves e diodos retificadores são traçados nesta seção. Todas as corrente estão parametrizadas em função da relação (z/V_1) .

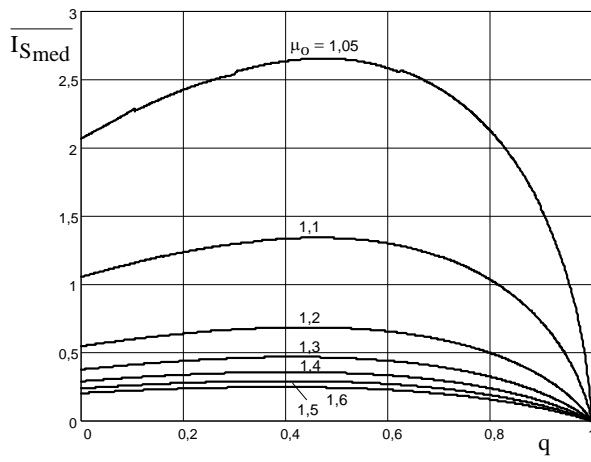


Fig. 5.16 – Corrente média parametrizada nas chaves, em função do ganho estático q , tendo μ_0 como parâmetro.

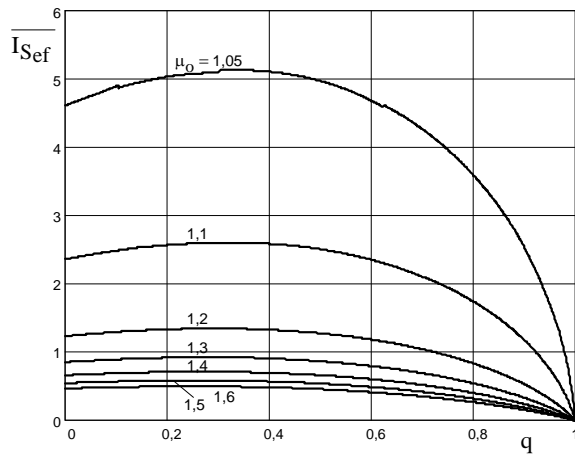


Fig. 5.17 - Corrente eficaz parametrizada nas chaves, em função do ganho estático q , tendo μ_0 como parâmetro.

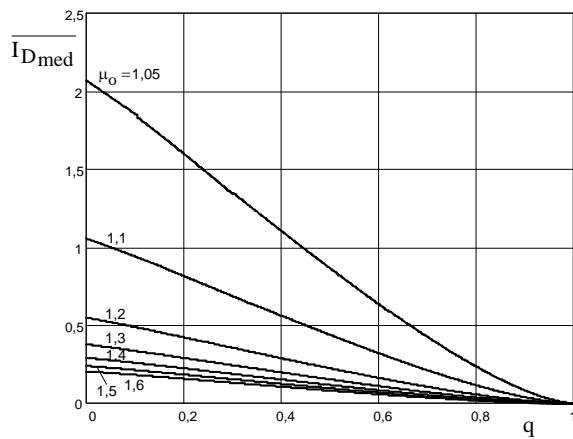


Fig. 5.18 - Corrente média parametrizada nos diodos em anti-paralelo com as chaves, em função do ganho estático q , tendo μ_0 como parâmetro.

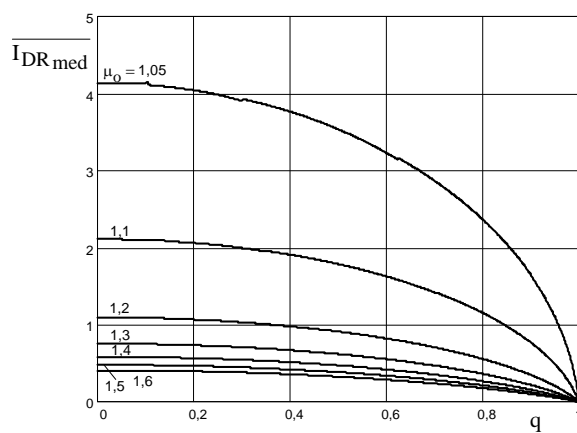


Fig. 5.19 - Corrente média parametrizada nos diodos, em função do ganho estático q , tendo μ_0 como parâmetro.

5.11 METODOLOGIA E EXEMPLO DE PROJETO

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

Sejam as seguintes especificações:

$$V_i = 400V$$

$$V_o = 50V$$

$$I_o = 10A$$

$$P_o = 500W$$

$$f_{smax} = 40KHz$$

$$f_{smin} = 20KHz$$

A. Operação com Potência Nominal

Escolhendo-se um ganho estático $q=0,6$, obtém-se:

$$V'_o = \frac{V_i}{2} q = \frac{400}{2} \times 0,6 = 120V$$

$$\frac{V'_o}{V_o} = \frac{N_1}{N_2} = 2,4$$

Para potência nominal de 500W escolhe-se uma relação $\mu_o=f_s/f_o=1,1$, pois caso se deseje baixar a potência basta elevar esta relação sem que seja necessário grandes valores de f_s/f_o . Adota-se $f_o = 20KHz$.

Calcula-se então a frequência de chaveamento:

$$f_s = f_o \mu_o = 20 \times 10^3 \times 1,1 = 22KHz$$

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

$$\frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} = 2\pi \times 20KHz$$

Do ábaco de característica externa da Fig. 5.10, obtém-se o valor parametrizado da corrente média na fonte V'_o :

$$\overline{I'_{omed}} = 3,25$$

$$I'_{o\text{med}} = \frac{I_o}{N_1/N_2} = \frac{10}{2,4} = 4,1667\text{A}$$

$$\overline{I'_{o\text{med}}} = \frac{I'_{o\text{med}} \sqrt{L_r/C_r}}{V_1}$$

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

$$\sqrt{\frac{L_r}{C_r}} = 156$$

Logo:

$$C_r = 51\text{nF}$$

$$L_r = 2,2414\text{mH}$$

Da equação (5.52), calcula-se o ângulo θ , e o tempo de condução das chaves (Δt_1):

$$\theta = 118,2^\circ$$

$$\Delta t_1 = \frac{\theta}{\omega_o} = \frac{2,06\text{rad}}{2\pi \times 20\text{KHz}} = 16,393\mu\text{s}$$

Os esforços nos semicondutores são então calculados de acordo com as expressões apresentadas na seção 5.9. Os resultados estão dados a seguir.

$I_{S\text{med}} = 2,673\text{A}$	$I_{S\text{ef}} = 3,023\text{A}$	$I_{S\text{pico}} = 6,486\text{A}$
$I_{D\text{med}} = 0,418\text{A}$	$I_{D\text{ef}} = 1,284\text{A}$	$I_{D\text{pico}} = 5,714\text{A}$
$I_{DR\text{med}} = 2,091\text{A}$	$I_{DR\text{ef}} = 3,284\text{A}$	$I_{DR\text{pico}} = 6,486\text{A}$

Com a frequência de chaveamento máxima de 40KHz, obtém-se uma corrente de comutação (I_1) de 0,85A. Admitindo-se um tempo de comutação de $1\mu s$, calcula-se o capacitor de comutação como segue.

$$C_{eq} = \frac{I_{1min} \Delta t_2}{V_1} = \frac{0,85 \times 1 \times 10^{-6}}{200} = 4,25nF$$

$$C_1 = C_2 = 2,125nF$$

Na frequência de 40KHz tem-se uma relação $\mu_o = f_s/f_o = 2$, e a potência de saída será de 55W.

5.12 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

O programa de simulação utilizado foi o PROSCES. Os interruptores são modelados por uma resistência binária. Definiu-se uma resistência de condução de $0,1\Omega$, e a de bloqueio de $1M\Omega$.

Foram feitas várias simulações. Uma para a potência nominal de 500W com uma frequência de chaveamento de 22KHz, e aumentando-se a frequência de chaveamento gradualmente até a máxima de 40KHz. O circuito simulado é apresentado na Fig. 5.20 e a listagem do arquivo de dados é apresentada a seguir.

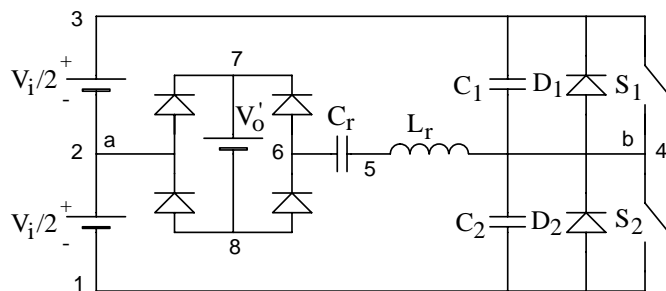


Fig. 5.20 - Conversor Simulado.

Listagem do arquivo de dados:

v.1 2 1 200 0 0

v.2 3 2 200 0 0

```

v.3 7 8 120 0 0
cr.1 5 6 51n -900
c.2 3 4 2.125n 0
c.3 4 1 2.125n
t.1 3 4 0.1 1M 22k 0 0 1 0 16.393u
t.2 4 1 0.1 1M 22k 0 0 1 22.73u 39.123u
d.1 4 3 0.1 1M
d.2 1 4 0.1 1M
d.3 6 7 0.1 1M
d.4 2 7 0.1 1M
d.5 8 6 0.1 1M
d.6 8 2 0.1 1M
lr.1 4 5 1.2414m 0
.simulacao 0 1m 0 0 1

```

Nas Figs. 5.21 observa-se a tensão no capacitor ressonante e a corrente no indutor ressonante. Na Fig. 5.22 apresenta-se a tensão e corrente nas chaves S_1 e S_2 e nos diodos em anti-paralelo. Tanto as chaves como os diodos comutam sob tensão nula. Na Fig. 5.23 pode-se observar com mais detalhes que o bloqueio destas chaves S_1 e S_2 é suave. Na Fig. 5.24 observa-se a tensão v_{ab} e a corrente na fonte V'_o , e nas Fig. 5.25 e 5.26 a corrente na fonte para diferentes relação de f_s/f_o . Na Fig. 5.27 tem-se a corrente de comutação e a corrente média na fonte V'_o , para diferentes relações de frequência. Como esperado a corrente de comutação varia praticamente na mesma proporção que a corrente média na fonte V'_o .

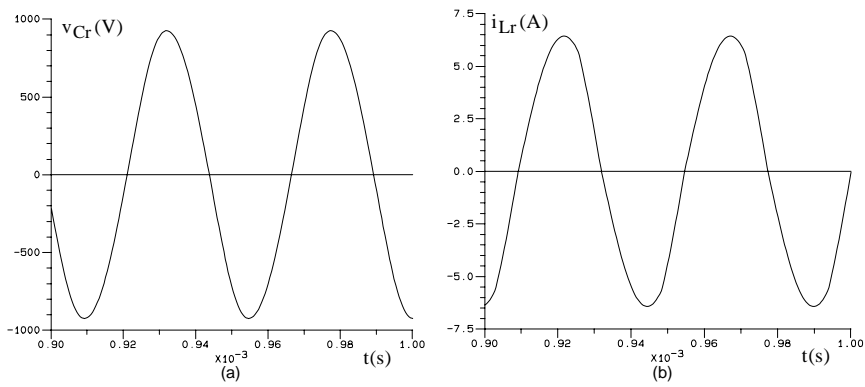


Fig. 5.21 – (a) Tensão no capacitor ressonante e (b) corrente no indutor ressonante.

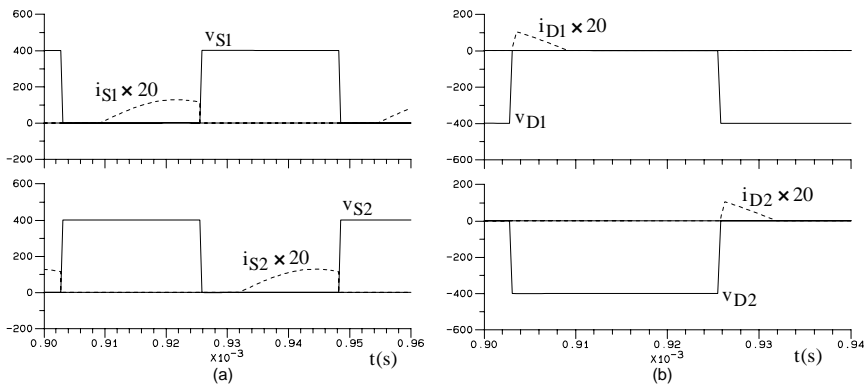


Fig. 5.22 – (a) Tensão e corrente nas chaves e (b) tensão e corrente nos diodos em anti-paralelo com as chaves.

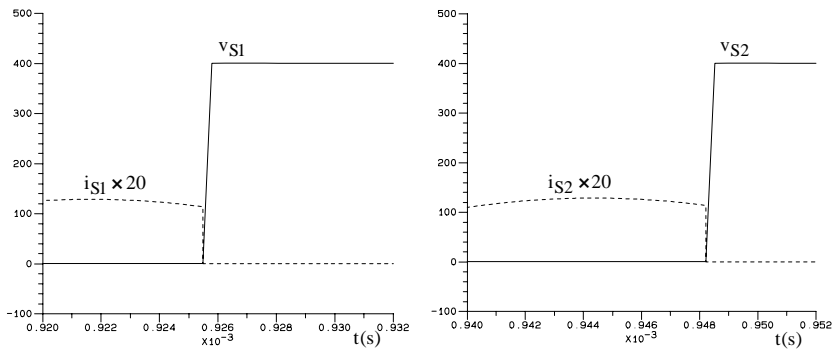


Fig. 5.23 - Detalhe do bloqueio nas chaves.

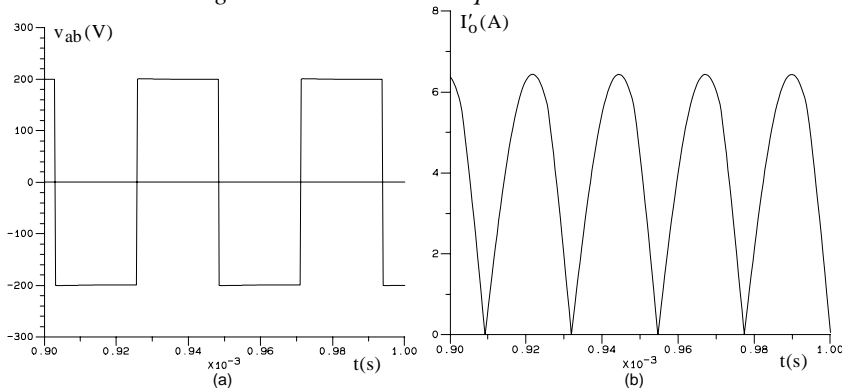


Fig. 5.24 – (a) Tensão v_{ab} e (b) corrente na fonte V'_O

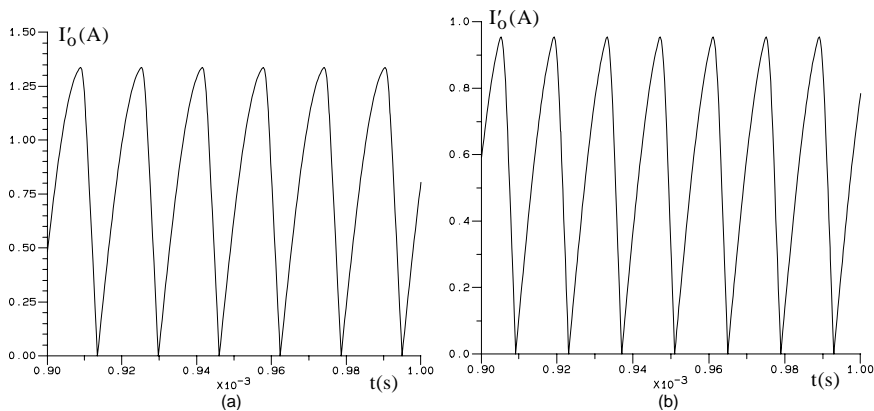


Fig. 5.25 – (a) Corrente na fonte V'_O para $\mu_0=1,5$ ($f_s=30,675KHz$) e (b) para $\mu_0=1,75$ ($f_s=35,787KHz$).

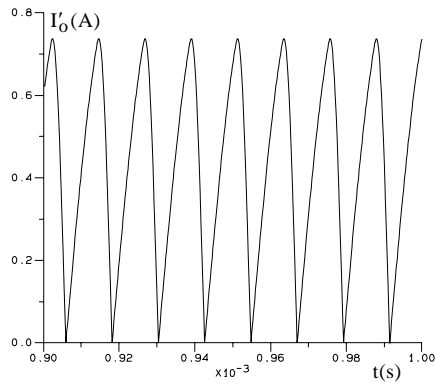


Fig. 5.26 – Corrente na fonte V'_O para $\mu_o=2,0$ ($f_s = 40,899\text{KHz}$).

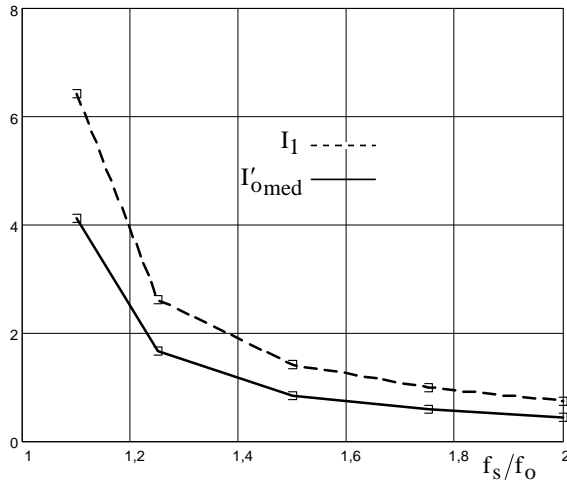


Fig. 5.27 - Corrente de comutação e corrente média na fonte V'_O , em função da relação f_s/f_o para $q=0,6$.

Na tabela I são apresentadas algumas grandezas calculadas o obtidas por simulação.

Tabela I

	Calculado	Simulado
I'_o (A)	4,182	4,13
$I_{S1,2_{med}}$ (A)	1,673	1,5
$I_{S1,2_{ef}}$ (A)	3,023	2,85
$I_{S1,2_{pico}}$ (A)	6,486	6,43
$I_{D_{med}}$ (A)	0,418	0,494
$I_{D_{ef}}$ (A)	1,284	1,344
$I_{D_{pico}}$ (A)	5,714	5,19
$I_{DR_{med}}$ (A)	2,091	1,89
$I_{DR_{ef}}$ (A)	3,284	3,11
$I_{DR_{pico}}$ (A)	6,486	6,43