
CONVERSOR BUCK-BOOST QUASE RESSONANTE, COM CHAVEAMENTO A CORRENTE NULA E MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO: ANÁLISE, PROJETO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS

JOÃO BATISTA VIEIRA JUNIOR
Universidade Federal de Uberlândia
DEE - CETEC
Av. Universitária, s/nº
38.400 - Uberlândia - MG

IVO BARBI
Universidade Federal de Santa Catarina
LAMEP - DEEL - CTC
C.P. 476
88.049 - Florianópolis - SC

Resumo - Este artigo apresenta um Conversor Buck-Boost Quase-Ressonante Com Chaveamento a Corrente Nula e Modulação Por Largura de Pulso (BB-PWM-ZCS-QRC), funcionando com frequência constante. O princípio de funcionamento e a análise orientada para projeto são apresentados juntamente com curvas normalizadas e procedimento de projeto, são apresentados também exemplos numéricos, resultados experimentais e de simulações.

A topologia apresentada pertence a uma classe de conversores quase-ressonantes mais genérica, da qual os conversores quase-ressonantes modulados em frequência, propostos por Fred C. Lee, podem ser derivados. A propriedade mais importante que é introduzida com os novos circuitos é a capacidade de regular a potência e a tensão de saída por modulação por largura de pulso, com frequência de funcionamento constante, sem perder a comutação sob corrente nula. Como uma consequência o tempo de resposta é melhorado, o procedimento de projeto é facilitado e a eficiência é melhorada.

Abstract - This paper concerns a Buck-Boost Zero Current Switching Quasi-Resonant Converter with Pulse-Width-Modulation (BB-ZCS-PWM-QRC), operating at constant frequency. Operation principle and design oriented analysis is presented, with normalized design curves, design procedure, numerical examples, simulation and experimental results. The new topology belongs to a more general class of quasi-resonant convertes, from wich the frequency-modulated quasi-resonant converters, proposed by Fred C. Lee can be

derived. The most important propertie of the introduced circuit is the ability to regulate output power and voltage by pulse-width modulation, with constant operating frequency, without sacrificing the comutation under zero-current. As a consequence, the response time is improved, the design procedure is facilitated and the efficiency is increased.

1 - INTRODUÇÃO

Os conversores quase-ressonantes, introduzidos por Fred C. Lee, são considerados a maneira mais efetiva para miniaturização das fontes de alimentação. Eles são capazes de operar a frequências elevadas devido suas baixas perdas de chaveamento, por isto estão substituindo os conversores PWM convencionais.

Nos conversores Quase-Ressonantes (QRC) um circuito ressonante LC está sempre presente, para proporcionar a comutação da chave, sob tensão nula (QRC-ZVS) ou sob corrente nula (QRC-ZCS). Além disto o circuito ressonante também acumula energia da fonte e a transfere para a carga, da mesma maneira que nos conversores ressonantes. Os conversores quase-ressonantes inicialmente regulavam a transferência de potência através da variação da frequência de chaveamento.

A variação da frequência de chaveamento, como método de controle de potência transferida nos conversores quase-ressonantes, apresenta as seguintes desvantagens:

- para se obter uma regulação de tensão de saída para uma ampla gama de cargas e tensões de entrada, a

artigo submetido em 04.09.90

1ª revisão : 06.06.91 2ª revisão : 23.03.92 3ª revisão : 30.06.92

aceito por recomendação do editor consultor Prof.Dr.Edson H.Watanabe

variação da frequência de operação será também muito grande.

- os parâmetros magnéticos e dos filtros são determinados para a menor frequência de operação.
- o ganho estático depende das frequências de ressonância e de chaveamento. Conseqüentemente, os parâmetros do circuito ressonante não podem ser encontrados independentemente da frequência de chaveamento.
- o tempo de resposta depende do ponto de operação.

Para superar estas desvantagens, o conversor buck-boost-ZCS-PWM será introduzido, sua topologia é derivada de conversor buck-boost-ZCS-FM, introduzido por Fred C. Lee (1988).

Neste novo conversor, a frequência de operação é constante e a regulação de tensão de saída é obtida variando-se o tempo de condução de chave S_1 (PWM), como no conversor buck-boost convencional, mas preservando as características de comutação dos conversores buck-boost-QRC-ZCS-FM.

2 - CONVERSOR QUASE-RESSONANTE BUCK-BOOST MODULADO POR LARGURA DE PULSO (BB-ZCS-PWM-QRC)

2.1 - Configuração

Os conversores quase-ressonantes BB-PWM-ZCS e BB-FM-ZCS são mostrados na Figura 1. A diferença topológica existente entre as duas configurações é a chave S_2 bidirecional em corrente, colocada em série com o capacitor de ressonância C_r . De modo que o conversor modulado em frequência (FM) pode ser considerado como uma topologia particular, gerada a partir do conversor modulado por largura de pulsos (PWM), apenas com a substituição da chave S_2 por um curto-circuito.

2.2 - Princípio de Operação

A Figura 2 apresenta os circuitos equivalentes do conversor Quase-Ressonante BB-PWM-ZCS nos seis estágios de funcionamento.

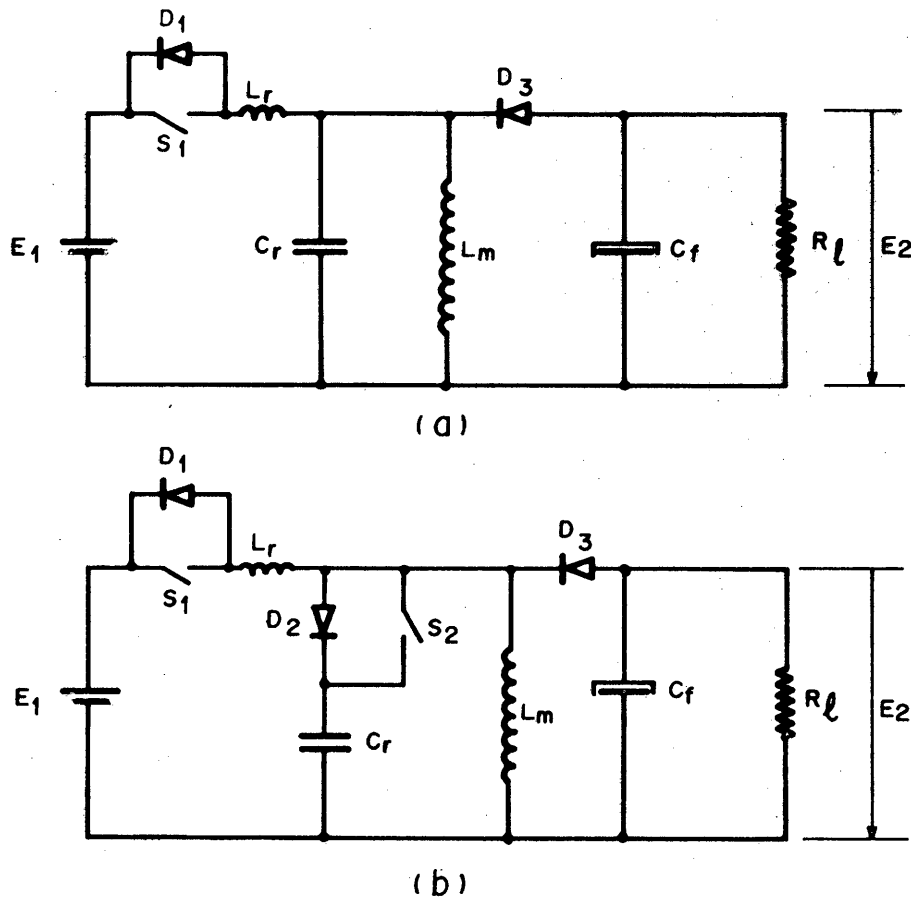


Figura 1 - Conversores Quase-Ressonantes
a) Buck-Boost-FM-ZCS-QRC b) Buck-Boost-PWM-ZCS-QRC

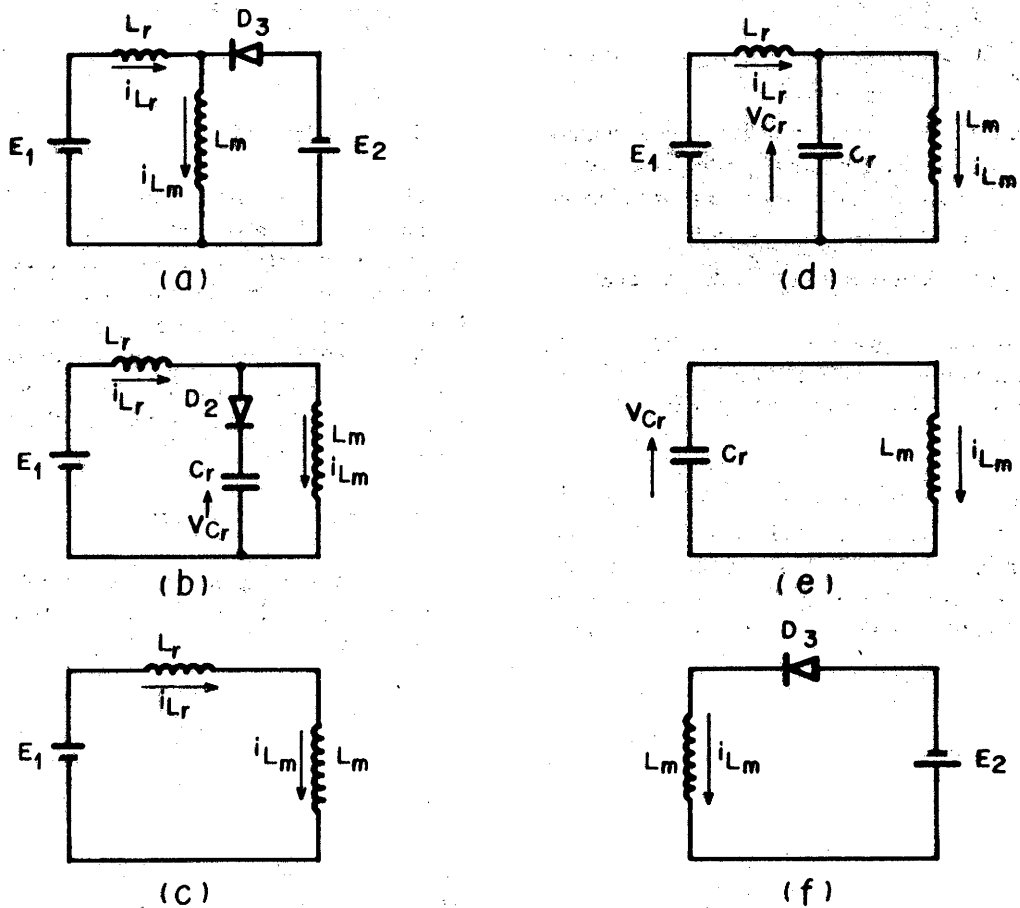


Figura 2 - Circuitos equivalentes do BB-PWM-ZCS-QRC nas seis variações topológicas dos ciclos de funcionamento

a) Estágio linear (t_0, t_1) (Δt_1)

A corrente no indutor de ressonância (i_{Lr}) cresce linearmente. Este estágio termina quando $i_{Lr} = i_{Lm}$. As equações (1) e (2) descrevem o comportamento do circuito da Figura 2.a.

$$i_{Lr}(t) = \frac{E_1 + E_2}{Lr} t \quad (1)$$

$$i_{Lm}(t) = -\frac{E_2}{Lm} t + i_{Lm}(0) \quad (2)$$

b) Primeiro estágio ressonante (t_1, t_2) (Δt_2)

Durante este estágio a corrente i_{Lr} é repartida entre o capacitor de ressonância Cr e o indutor de acumulação Lm . A carga do capacitor de ressonância (Cr) é feita através de ressonância. As equações (3), (4) e (5) descrevem o comportamento do circuito da Figura 2.b.

$$v_{Cr}(t) = \frac{\omega_0^2}{\omega_1^2} E_1 - \left(\frac{\omega_0^2}{\omega_1^2} E_1 - v_{Cr}(0) \right) \cos \omega_1 t \quad (3)$$

$$\frac{1}{\sqrt{\frac{Lr}{Lm} + 1}} \sqrt{\frac{Lr}{Cr}} i_{Lr}(t) = \left(\frac{\omega_0^2}{\omega_1^2} - v_{Cr}(0) \right) \text{sen} \omega_1 t + \frac{1}{\sqrt{\frac{Lr}{Lm} + 1}} \sqrt{\frac{Lr}{Cr}} i_{Lm}(0) \quad (4)$$

$$i_{Lm}(t) = i_{Lm}(0) + \frac{1}{Lm} \frac{\omega_0^2}{\omega_1^2} E_1 t - \frac{1}{Lm \omega_1} \left(\frac{\omega_0^2}{\omega_1^2} E_1 - v_{Cr}(0) \right) \text{sen} \omega_1 t \quad (5)$$

Onde

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LrCr}} \quad (6)$$

$$\omega_1 = \sqrt{\frac{Lr}{Lm} + 1} \omega_0 \quad (7)$$

c) Terceiro estágio (t₂, t₃) Δt₃

Durante este estágio a tensão no capacitor de ressonância (v_{Cr}) se mantém constante enquanto que a corrente nos indutores de ressonância (i_{Lr}) e de acumulação (i_{Lm}) cresce linearmente. Este estágio termina quando a chave S₂ é fechada. A duração deste estágio é Δt₃ = t₃ - t₂. Se Δt₃ = 0, o conversor buck-boost-ZCS-PWM tem o mesmo comportamento que o buck-boost-ZCS-FM. A equação (8) descreve o comportamento do circuito da Figura 2.c.

$$i_{Lr}(t) = i_{Lm}(t) = \frac{E_1}{L_r + L_m} t + I_{L2} \quad (8)$$

Onde:

I_{L2} = corrente no indutor de ressonância no final do estágio anterior.

d) Segundo estágio ressonante (t₃, t₄) Δt₄

Durante este estágio o capacitor de ressonância (Cr) começa a se descarregar de um modo ressonante. A corrente no indutor de ressonância (i_{Lr}) continua a oscilar, se anula e devolve energia para a fonte de alimentação E₁. Este estágio termina quando a corrente no indutor de ressonância (i_{Lr}) se anula, após a devolução de energia para a fonte E₁. As equações (9), (10) e (11) descrevem o comportamento do circuito da Figura 2.d.

$$v_{Cr}(t) = \frac{\omega_0^2}{\omega_1^2} E_1 + \left(\frac{\omega_0^2}{\omega_1^2} E_1 + E_2 \right) \cos \omega_1 t \quad (9)$$

$$i_{Lm}(t) = I_{m3} + \frac{1}{L_m} \frac{\omega_0^2}{\omega_1^2} E_1 t + \frac{1}{L_m \omega_1} \left(\frac{\omega_0^2}{\omega_1^2} E_1 + E_2 \right) \sin \omega_1 t \quad (10)$$

$$\frac{1}{\sqrt{\frac{L_r}{L_m} + 1}} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} i_{Lr}(t) = - \left(\frac{\omega_0^2}{\omega_1^2} E_1 + E_2 \right) \sin \omega_1 t + \frac{1}{\sqrt{\frac{L_r}{L_m} + 1}} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} i_{Lm}(t) \quad (11)$$

Onde:

I_{m3} = corrente no indutor de acumulação (L_m) no final do estágio anterior.

e) Terceiro estágio ressonante (t₄, t₅) Δt₅

Durante este estágio o capacitor de ressonância (Cr) continua variando a sua tensão de uma maneira ressonante, porém em conjunto com o indutor de acumulação (L_m). Este estágio termina quando a tensão no capacitor de ressonância se torna igual a -E₂. As equações (12) e (13) descrevem o comportamento do circuito da Figura 2.c

$$v_{Cr}(t) = V_{Cr4} \cos \omega_2 t - \frac{1}{\sqrt{\frac{L_r}{L_m}}} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} I_{m4} \sin \omega_2 t \quad (12)$$

$$\frac{1}{\sqrt{\frac{L_r}{L_m}}} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} i_{Lm}(t) = V_{Cr4} \sin \omega_2 t + \frac{1}{\sqrt{\frac{L_r}{L_m}}} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} I_{m4} \cos \omega_2 t \quad (13)$$

Onde:

$$\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{L_m C_r}} \quad (14)$$

V_{Cr4} = tensão no capacitor de ressonância (Cr) no final da etapa anterior.

I_{m4} = corrente no indutor de acumulação (L_m) no final da etapa anterior.

f) Sexto estágio (t₅, t₆) Δt₆

Durante este estágio o indutor de acumulação (L_m) fornece energia para a carga. Este estágio termina quando a chave S₁ é fechada dando início ao estágio linear. A equação (15) descreve o comportamento do circuito da Figura 2.f

$$i_{Lm}(t) = I_M - \frac{E_2}{L_m} t \quad (15)$$

Onde:

I_M = corrente no indutor de acumulação (L_m) no final do estágio anterior.

2.3 - Plano de fases e formas de ondas

Ambos os circuitos da Figura 1 têm o mesmo plano de fases mostrado na Figura 3. O plano de fases da Figura 3 foi obtido considerando condições idealizadas, ou seja, considerando constante a corrente no indutor de acumulação (L_m).

Isto não acarreta erros significativos já que a sua variação é mínima.

As formas de ondas para o conversor Buck-Boost-PWM-ZCS-QRC estão apresentadas na Figura 4.

Conforme pode ser observado nas Figuras 3 e 4, a diferença existente entre os ciclos de funcionamento dos conversores quase-ressonantes buck-boost-ZCS-PWM e buck-boost-ZCS-FM é o intervalo de tempo Δt_3 , que é nulo no segundo caso.

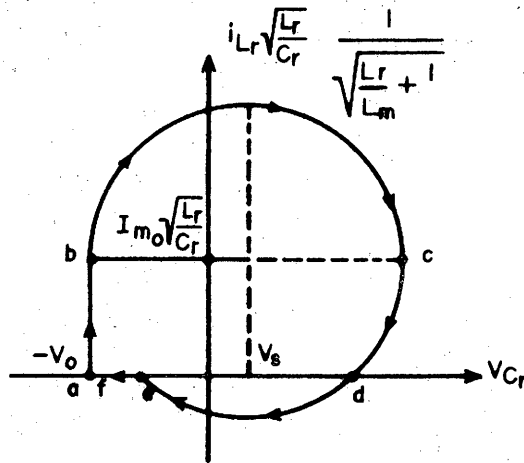


Figura 3 - Plano de fases dos conversores BB-ZCS-QRC

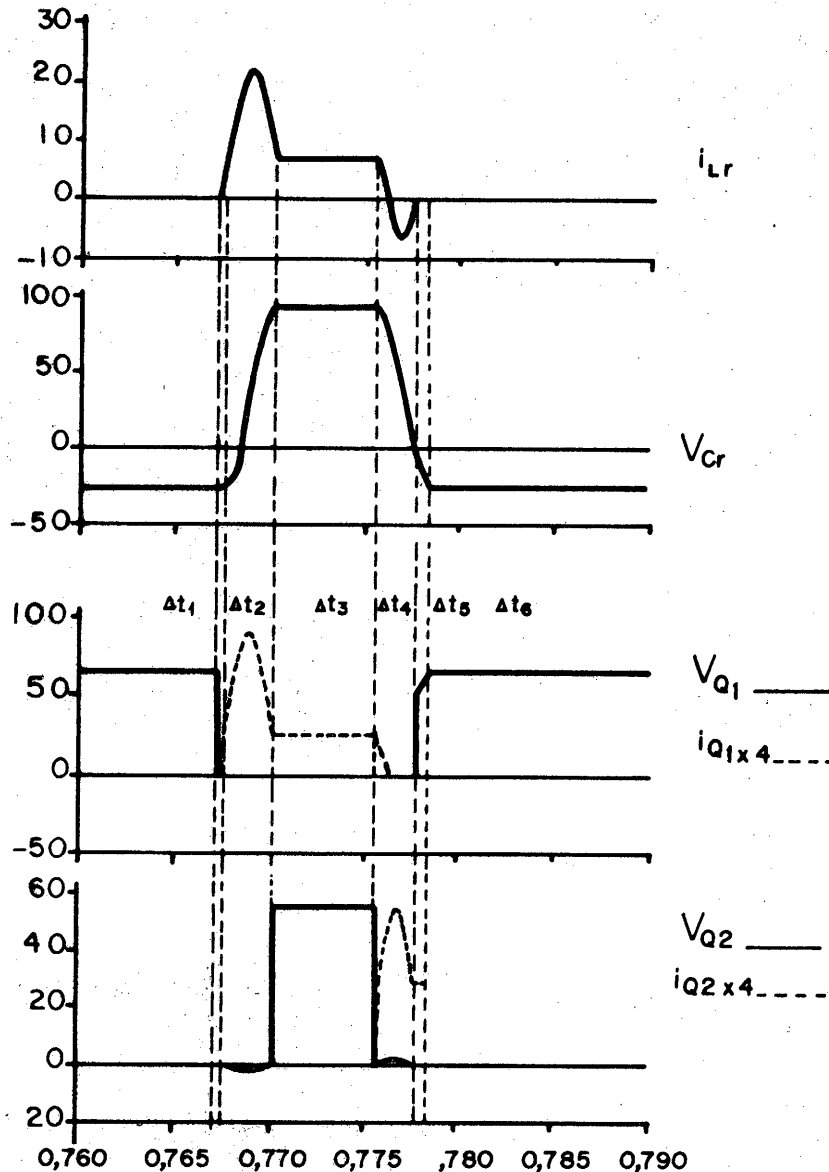


Figura 4 - Formas de ondas obtidas por simulação, para $E_1 = 40V$, $P = 100W$, $R_p = 6,5 \Omega$ e $\Delta t_3 / T = 0,21$

3 - RESULTADOS ANALÍTICOS

O ganho estático, obtido por análise teórica é representado pela equação (1), para uma relação de transformação 1:1

$$\frac{E_2}{E_1} = \frac{I_{1med}}{I_{2med}} \quad (16)$$

Onde:

I_{1med} = corrente média na fonte E_1 .

I_{2med} = corrente média na fonte E_2 .

$$I_{1med} = I'_{1med} + I''_{1med} + I'''_{1med} + I''''_{1med} \quad (17)$$

$$I'_{1med} = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \frac{i'_{1med}}{E_1} \quad (18)$$

$$I'_{2med} = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \frac{i'_{2med}}{E_1} \quad (19)$$

$$I''_{1med} = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \frac{i''_{1med}}{E_1} \quad (20)$$

$$I''_{2med} = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \frac{i''_{2med}}{E_1} \quad (21)$$

$$I'''_{1med} = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \frac{i'''_{1med}}{E_1} \quad (22)$$

$$I'''_{2med} = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \frac{i'''_{2med}}{E_1} \quad (23)$$

$$A = f/f_0 \quad (24)$$

$$B = \frac{L_r}{L_m} \quad (25)$$

A equação (26) é encontrada pelo valor médio da corrente no indutor de ressonância (L_r) durante o estágio linear.

$$I'_{1med} = \frac{\pi}{A} \left(1 + \frac{E_2}{E_1} \right) \left(\frac{\Delta t_1}{T} \right)^2 \quad (26)$$

A equação (27) é obtida pelo mesmo procedimento anterior aplicado no primeiro estágio ressonante.

$$I'_{1med} = \frac{A}{2\pi} \left(\frac{B}{B+1} - 1 \right) \left(\frac{1}{B+1} + \frac{E_2}{E_1} \right) \left(\cos \left(\sqrt{B+1} \frac{2\pi}{A} \frac{\Delta t_2}{T} \right) - 1 \right) + I_{m1} \frac{\Delta t_2}{T} + \frac{\pi}{A} \cdot \frac{B}{B+1} \left(\frac{\Delta t_2}{T} \right)^2 \quad (27)$$

Onde:

$$I_{m1} = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \frac{i_{m1}}{E_1} \quad (28)$$

i_{m1} = corrente no indutor de acumulação (L_m) no final do estágio anterior.

Aplicando-se, novamente, o mesmo procedimento no terceiro estágio encontra-se a equação (29).

$$I''_{1med} = \frac{\pi}{A} \cdot \frac{B}{B+1} \cdot \left(\frac{\Delta t_3}{T} \right)^2 + \frac{B}{(B+1) \sqrt{B+1}} \left(\pi \cdot \frac{\Delta t_3}{T} + I_{m1} \cdot \frac{\Delta t_3}{T} \right) \quad (29)$$

Da mesma forma, para o segundo estágio ressonante, encontra-se a equação (30).

$$I''_{2med} = \frac{A}{2\pi} \left(1 - \frac{B}{B+1} \right) \left(\frac{1}{B+1} + \frac{E_2}{E_1} \right) \left(\cos \left(\sqrt{B+1} \cdot \frac{2\pi}{A} \frac{\Delta t_4}{T} \right) - 1 \right) + \left(I_{m1} + \frac{B\pi}{(B+1) \sqrt{B+1}} \right) \cdot \frac{\Delta t_4}{T} + \frac{\pi}{A} \cdot \frac{B}{B+1} \cdot \left(\frac{\Delta t_4}{T} \right)^2 + \frac{2\pi}{A} \cdot \frac{B}{B+1} \cdot \frac{\Delta t_3}{T} \cdot \frac{\Delta t_4}{T} \quad (30)$$

Encontrando-se o valor médio da corrente no indutor de acumulação durante a sexta e a primeira etapa, tem-se a equação (31).

$$I_{2med} = I_M \left(\frac{\Delta t_1}{T} + \frac{\Delta t_6}{T} \right) - \frac{\pi B}{A} \frac{E_2}{E_1} \left(\frac{\Delta t_1}{T} + \frac{\Delta t_6}{T} \right)^2 - \frac{\pi}{A} \left(1 + \frac{E_2}{E_1} \right) \left(\frac{\Delta t_1}{T} \right)^2 \quad (31)$$

Onde:

$$I_M = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \frac{i_M}{E_1} \quad (32)$$

i_M = valor máximo da corrente no indutor de acumulação (L_m).

f_0 = frequência de ressonância

f = frequência de funcionamento

Desta maneira, se A e B são constantes, a tensão de saída pode ser regulada apenas variando o intervalo de tempo Δt_3 , que representa uma parcela do ciclo de operação, similarmente ao PWM convencional. A representação gráfica da equação (1) é mostrada na Figura 5. O princípio de operação do conversor Quase-Ressonante buck-boost-ZCS-PWM requer que $A < 1$ e $B < 1$. Para que haja comutação natural a seguinte condição deve ser obedecida

$$I_{m0} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} < (E_1 + E_2)$$

Considerando-se condições idealizadas, isto é, L_m = fonte de corrente, o ganho estático é representado pela equação (33).

$$\frac{E_2}{E_1} = \frac{(f/f_0 + \Delta t_3/T)}{1 - (f/f_0 + \Delta t_3/T)} \quad (33)$$

Fazendo-se:

$$D = f/f_0 + \frac{\Delta t_3}{T} \quad (34)$$

$$\frac{E_2}{E_1} = \frac{D}{1 - D} \quad (35)$$

Observa-se então, que foi obtida a equação do ganho estático para o conversor buck-boost PWM convencional.

4 - EXEMPLO DE PROJETO

a - Dados de entrada

$$E_{1max} = 60V \quad P_{max} = 100W$$

$$E_{1min} = 40V \quad P_{min} = 15W$$

$$E_2 = 24V \quad f = 400 \text{ KHz}$$

b - Cálculos

$$L_{2max} = \frac{P_{max}}{E_2} = \frac{100}{24} = 4,167A \quad (36)$$

$$L_{2min} = \frac{P_{min}}{E_2} = \frac{15}{24} = 0,625A \quad (37)$$

$$\frac{E_2}{E_{1max}} = 0,4 \quad (38)$$

$$\frac{E_2}{E_{1min}} = 0,6 \quad (39)$$

Da Figura 6, tem-se

$$A = 0,2 \quad (40)$$

$$B < 0,02 \quad (41)$$

$$f_0 = \frac{f}{A} \quad (42)$$

$$f_0 = 2\text{MHz} \quad (43)$$

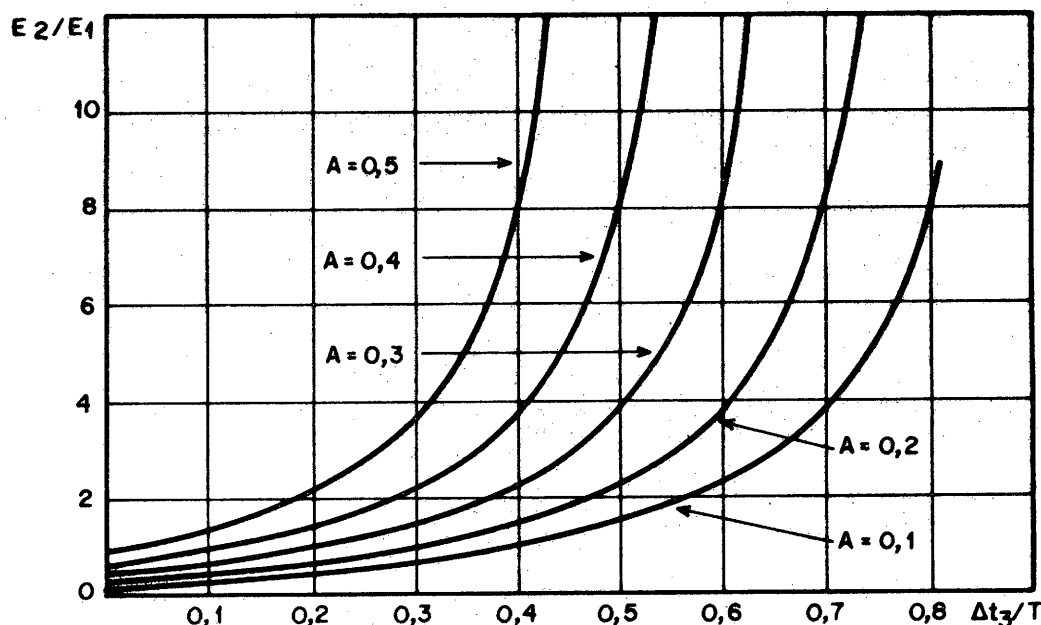


Figura 5 - Ganho estático para o conversor buck-boost-QRC-ZCS-PWM para $B < 0,02$

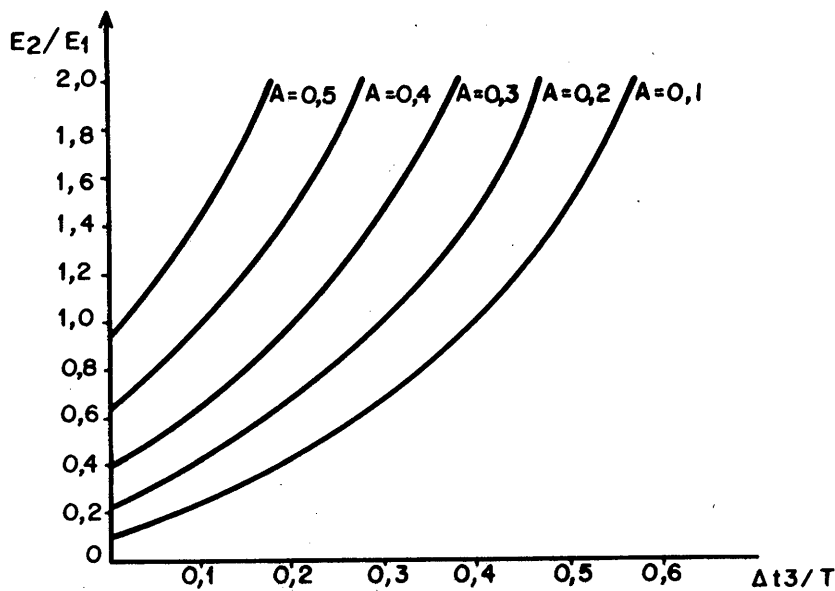


Figura 6 - Ampliação da Figura 5

Obedecendo-se a condição para comutação não dissipativa, tem-se:

$$I_{m_0} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} < E_1 + E_2 \quad (44)$$

Tem-se que:

$$I_{m_0} = \frac{I_2}{1 - D_{\max}} \quad (45)$$

$$D_{\max} = A + (\Delta t_3)_{\max} \quad (46)$$

Da Figura 6, tem-se:

$$(\Delta t_3)_{\max} = 0,175 \quad (47)$$

Então:

$$D_{\max} = 0,375 \quad (48)$$

Considerando-se que o estudo matemático desenvolvido, foi efetuado desprezando-se as perdas nos semicondutores, deve-se compensar esta simplificação e isto é feito através de um fator de correção. Através da realização de montagens e de experiências em laboratório chegou-se a um valor de aproximadamente 20%. Por estas razões D_{\max} assume o valor dado na equação (49).

$$D_{\max} = 0,45 \quad (49)$$

$$I_{m_0} = 7,58A \quad (50)$$

$$\frac{L_r}{C_r} < 71,28884 \quad (51)$$

Para se garantir em qualquer circunstância a comutação não dissipativa, utiliza-se:

$$\frac{L_r}{C_r} = 15 \quad (52)$$

Por definição:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \quad (53)$$

$$L_r C_r = 6,33257 \times 10^{-15} \quad (54)$$

Com as equações (52) e (54), obtém-se o valor de C_r :

$$C_r = 20,5 \text{ nF} \quad (55)$$

Utiliza-se o valor comercial mais próximo.

$$C_r = 22 \text{ nF} \quad (56)$$

Substituindo-se a equação (56) na (52) obtém-se o valor de L_r .

$$L_r = 0,33 \text{ } \mu\text{H} \quad (57)$$

Com estes valores de indutor e capacitor de ressonância a frequência de ressonância adquire um novo valor:

$$f_0 = 1,9 \text{ MHz} \quad (58)$$

$$B = \frac{L_r}{L_m} < 0,02 \quad (59)$$

Substituindo-se a equação (57) na (59) obtém-se a (60)

$$L_m > 16,5 \text{ } \mu\text{H} \quad (60)$$

O valor de L_m que será utilizado é o da equação (61).

$$L_m = 50 \text{ } \mu\text{H} \quad (61)$$

5 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS

O conversor quase-ressonante buck-boost-ZCS-PWM foi implementado com as seguintes especificações:

- Potência de saída $P = 15 - 100W$
- Tensão de entrada $E_1 = 40 - 60V$
- Tensão de saída $E_2 = 24V$
- Frequência de funcionamento $f = 378 \text{ kHz}$
- Frequência de ressonância $f_0 = 1,92 \text{ MHz}$

O diagrama do circuito que foi montado, está representado na Figura 7 e é constituído dos seguintes elementos:

$Q_1, Q_2 = \text{IRF740}$ (International Rectifier)

$D_1, D_2, D_4 \text{ e } D_5 = \text{MUR3020}$ (Motorola)

$D_3 = \text{C85009}$ - Diodo Schotky

$C_r = 22\text{nF}$ polipropileno (Icotron)

$L_r = 0,311\mu\text{H}$, 11 voltas no núcleo de ferrite E-30/14

$C_f = 470\mu\text{F}$, eletrolítico HFC (Icotron)

As formas de ondas da corrente no capacitor de ressonância (i_{Cr}), corrente no indutor de ressonância (i_{Lr}), tensão dreno-source no transistor Q_1 (v_{Q1}), corrente dreno-source no transistor Q_1 (i_{Q1}), tensão dreno-source no transistor Q_2 (v_{Q2}) e tensão no capacitor de ressonância (v_{Cr}), obtidas experimentalmente, para $\Delta t_3/T = 0,19$ (carga máxima) e $\Delta t_3/T = 0$ (funcionando como o buck-boost-QRC-ZCS-FM) estão representadas nas Figuras 8 e 9. Estas formas de ondas corresponderam exatamente àquilo que se esperava teoricamente. Apenas a forma de onda de tensão sobre o transistor Q_2 é diferente, isto acontece devido a capacitância parasita do diodo D_3 entrar em oscilação com as indutâncias presentes no circuito.

As curvas do ganho estático e rendimento obtidas experimentalmente, para diferentes valores de $\Delta t_3/T$, estão representadas na Figura 10. A queda nas curvas é explicada

pelas resistências ôhmicas presentes nos semicondutores, nas trilhas, nos indutores e nos capacitores, estas resistências não foram consideradas durante o desenvolvimento matemático efetuado.

6 - CONCLUSÕES

O conversor buck-boost quase-ressonante com chaveamento a corrente nula e modulação por largura de pulso (BB-QRC-ZCS-PWM), gerado a partir do buck-boost quase-ressonante com chaveamento à corrente nula e modulação em frequência (BB-QRC-ZCS-FM) (Lee - 1988) juntamente com os demais conversores quase-ressonantes com modulação por largura de pulso (Vieira - 1991 ; Barbi et alli - 89), está sendo apresentado neste artigo.

A análise teórica, o procedimento para projeto juntamente com um exemplo, foram apresentados e verificados experimentalmente para um protótipo de 100W de potência, operando com uma frequência de ressonância de 1,92 MHz e com uma frequência de funcionamento de 378 kHz.

Foi demonstrado experimentalmente que o conversor proposto funciona normalmente desde a plena carga até praticamente à vazio (15% da carga nominal), com uma frequência de funcionamento constante igual a 378 kHz.

Observa-se que as curvas $E_2/E_1 \times \Delta t_3/T$ não variam para valores de B menores que 0,02.

Da equação (33) e das Figuras 5 e 6 observa-se que a análise simplificada (idealizada) apresenta resultados praticamente idênticos aos obtidos com o modelo desenvolvido aqui.

Das formas de ondas obtidas por simulação, Figura 4, e experimentalmente, Figuras 8 e 9, comprova-se que os dois transistores, Q_1 e Q_2 , comutam com corrente nula, o que já era esperado.

Da Figura 10.b observa-se que quanto mais próximo do funcionamento de um conversor PWM, $\Delta t_3/T$ maior, melhor o rendimento da estrutura, o que é uma vantagem a mais desta estrutura sobre a BB-QRC-ZCS-FM.

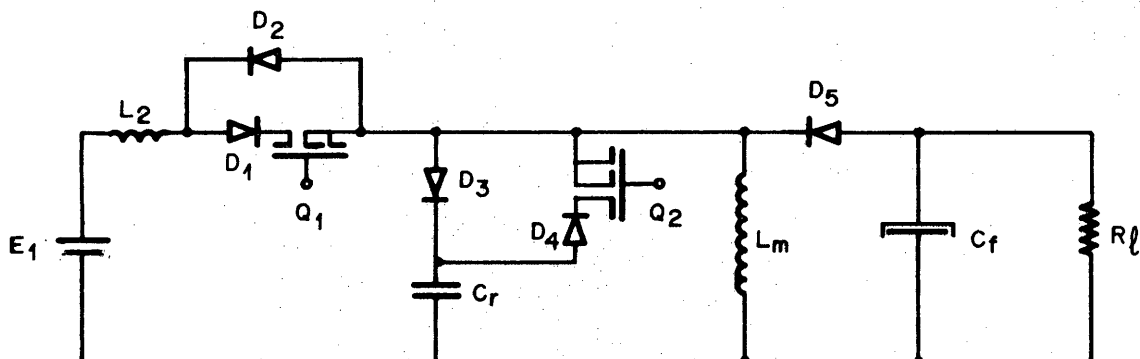


Figura 7 - Diagrama do circuito de potência do conversor buck-boost-QRC-ZCS-PWM que foi montado

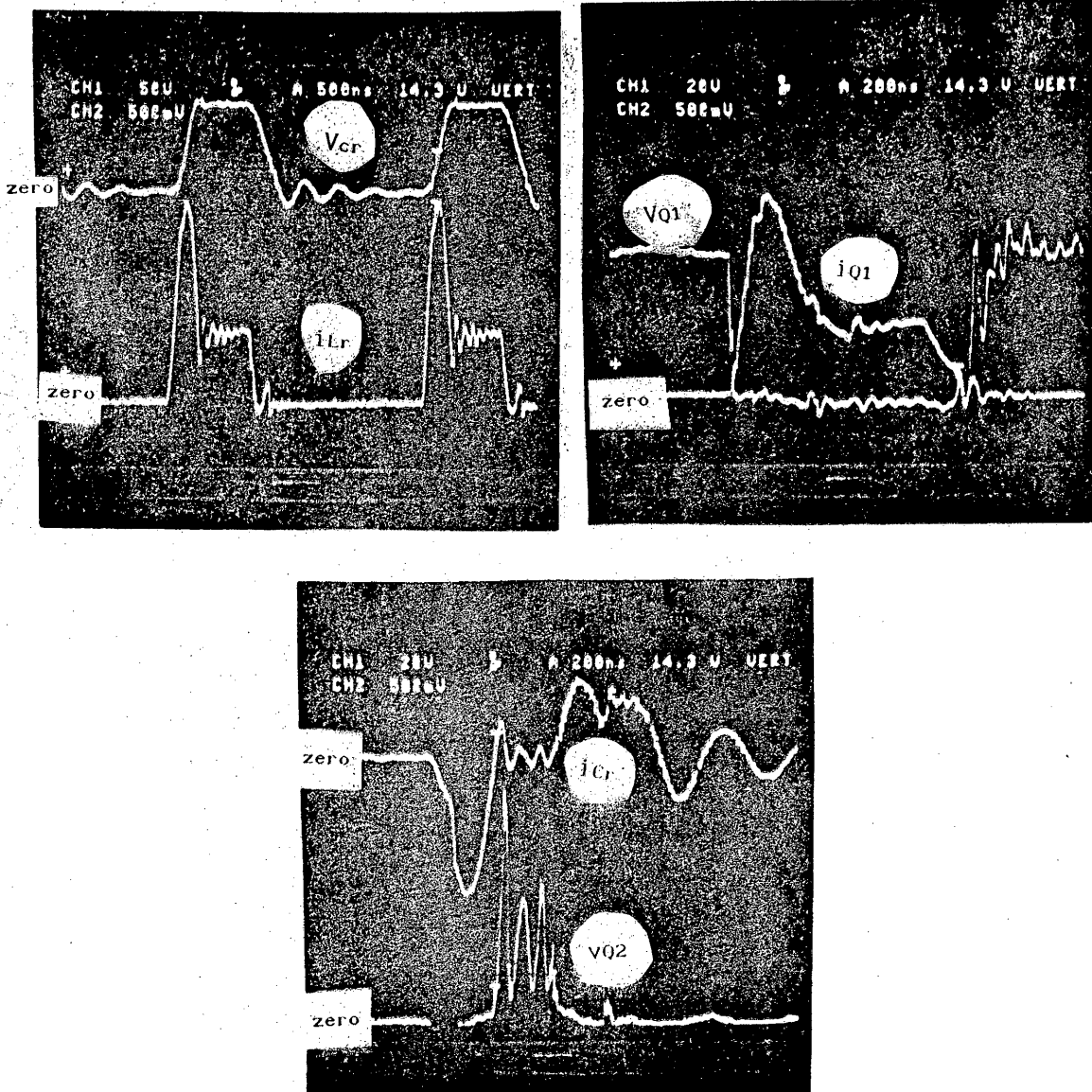


Figura 8 - Formas de ondas experimentais :

a) v_{Cr} ; b) v_{Q1} , i_{Q1} ; c) v_{Q2} , i_{Cr}
 para $\Delta t_3/T = 0,19$ (carga máxima) $v_{Cr} = 50 \text{ V/div}$; $i_{Lr} = 5 \text{ A/div}$;
 $v_{Q1} = 20 \text{ V/div}$; $i_{Q1} = 5 \text{ A/div}$; $v_{Q2} = 20 \text{ V/div}$ e $i_{Cr} = 5 \text{ A/div}$.

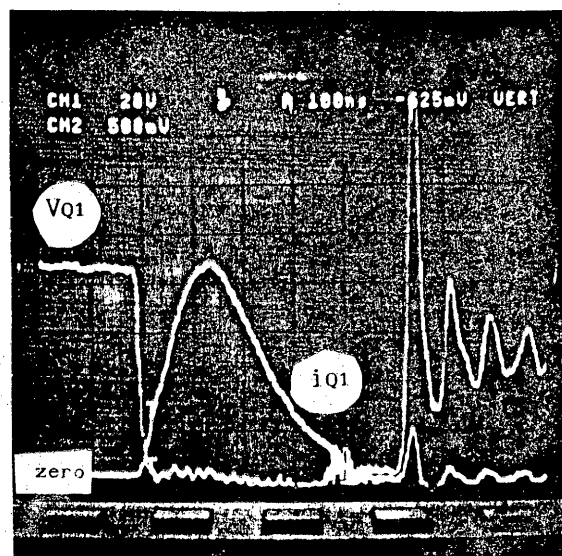
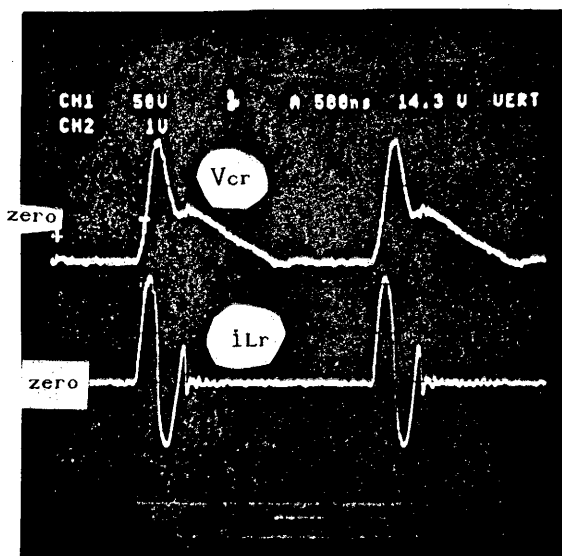


Figura 9 - Formas de ondas experimentais

a) v_{Cr} , i_{Lr} e b) v_{Q1} , i_{Q1} ,
 para $\Delta t_3/T = 0$ (funcionamento igual ao do buck-boost-QRC-ZCS-FM);
 $v_{Cr} = 50V/div$; $i_{Lr} = 10A/div$; $v_{Q1} = 20V/div$ e $i_{Q1} = 5A/div$.

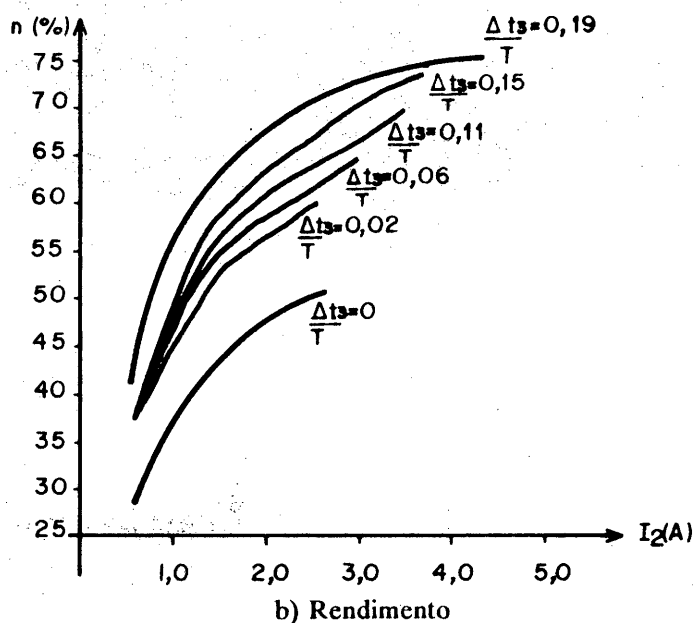
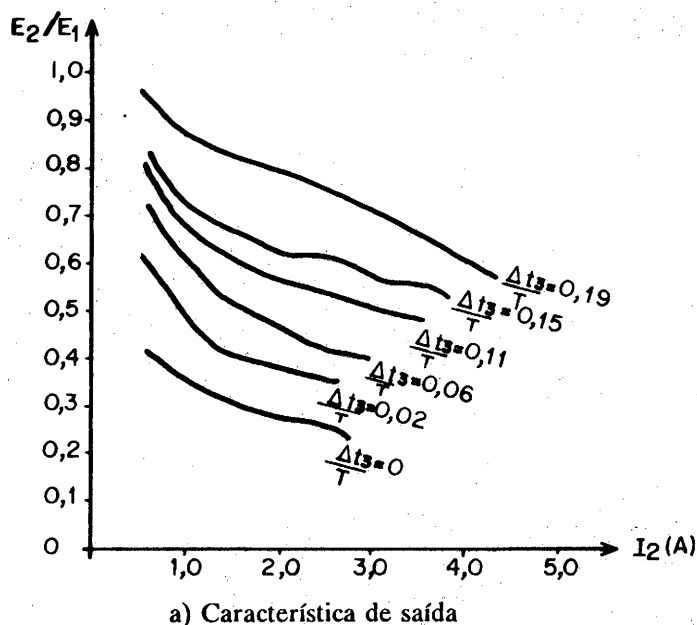


Figura 10 - Curvas obtidas experimentalmente

7 - REFERÊNCIAS

BARBI, I.; BOLACELL, J.C.; MARTINS, D.C. e LIBANO, F.B., "Buck Quasi-Resonant Converter Operating at Constant Frequency: Analysis, Design and Experimentation", IEEE PESC'89 Record, pp. 873-880.

BARBI, I.; VIEIRA Jr, J.B. e BOLACELL, J.C., "A Forward Pulse-Width-Modulated Quasi-Resonant Converter: Analysis, Design and Experimental Results", IEEE IECON'89 Record - pp. 21-26.

BARBI, I.; VIEIRA Jr, J.B. e HEY, H.L., "A Pulse-Width Modulated Zero-Voltage-Zero-Current Switched Half-

Bridge Quasi-Resonant Converter", IEEE IECON'89 Record - pp. 42-47.

BARBI, I.; OLIVEIRA, M.A e VIEIRA Jr., J.B., "A Half-Bridge Pulse-Width Modulated Zero-Current-Switched Quasi-Resonant Converter", IEEE IECON'89 Record - pp. 54-59.

LEE, F.C., (1988) "High-Frequency Quasi-Resonant Converter Technologies", Proceedings on the IEEE, vol. 76, nº4, Abril.

VIEIRA JR., J.B., (1991) "Quasi-Resonant Converters New Topologies, Design and Analyses", Tese de Doutorado, Universidade Federal de Santa Catarina - Brasil, Agosto.