

APLICAÇÃO DO CONVERSOR ZETA EM FONTES CHAVEADAS

Denizar Cruz Martins, Glaucio Nascimento de Abreu & Ivo Barbi

Universidade Federal de Santa Catarina
CTC - EEL - LAMEP - Caixa Postal - 476
Fone : 0482 31.92.04 - Fax : 482 34.15.24
88040 970 - Florianópolis - SC - Brasil

RESUMO Pretende-se neste artigo estudar em regime permanente o desempenho do conversor ZETA em modo de operação contínuo. Este conversor é derivado do conversor Forward pela substituição do diodo retificador por um capacitor de acoplamento. Ábacos serão gerados para auxiliar no projeto da estrutura de potência. Os estudos teóricos são confirmados por simulação. São apresentados resultados experimentais obtidos a partir de um protótipo de laboratório.

ABSTRACT A steady-state study of ZETA converter in the continuous mode of operation is presented in this paper. This converter is derived from the Forward converter by replacing the rectifier diode with a coupling capacitor. A design procedure for this converter is generated. The theoretical analysis are confirmed by simulation. Experimental results obtained from a laboratory prototype are presented.

Keywords: Zeta Converter; DC/DC Converter; Power Supply; Forward Converters

1. - INTRODUÇÃO

Nos últimos dez anos as estruturas para aplicação em fontes chaveadas, na faixa de 100 a 300 watts, tem evoluído de uma forma surpreendente. O objetivo a ser alcançado consiste em se dispor de uma estrutura barata, de fácil controle, alto rendimento e alta densidade de potência. Diante dessas características, várias montagens foram propostas, e algumas delas bastante sofisticadas, como os conversores quase-ressonantes empregando técnicas ZVS (*zero voltage switching*) ou ZCS (*zero current switching*) (Lee, 1987). O

conversor ZETA, que é uma estrutura dual do conversor SEPIC (Joswik & Kazimierczuk, 1989), é mais uma proposta dentro desse campo de aplicações com características muito interessantes, podendo-se destacar o fato deste conversor operar como elevador ou abaixador de tensão dependendo, para isso, apenas do controle da razão cíclica (*duty-cycle*). A estrutura básica de potência é apresentada na Fig. 1. O conversor ZETA pode operar em modo contínuo ou descontínuo.

2. - MODELO MATEMÁTICO

Para o estudo do modelo matemático algumas hipóteses simplificativas serão adotadas afim de possibilitar a análise do conversor. Tais hipóteses estão listadas abaixo:

- Os capacitores são suficientemente grandes de forma que o "ripple" de tensão em seus terminais será desprezado;
- Os interruptores de potência e a fonte de entrada serão considerados ideais;
- O transformador será considerado ideal, representado pela sua indutância de magnetização.

Por questões de facilidade no tratamento do circuito elétrico todos os parâmetros do secundário serão referidos ao primário do transformador. A Fig. 2 mostra o circuito equivalente obtido nessa operação, onde:

$$\begin{aligned} V_{o'} &= \frac{N_1}{N_2} \cdot V_o; \quad C_2' = \left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2 \cdot C_2; \quad C_1' = \left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2 \cdot C_1; \\ L_2' &= \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 \cdot L_2 \quad e \quad R_{o'} = \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 \cdot R_o \end{aligned} \quad (1)$$

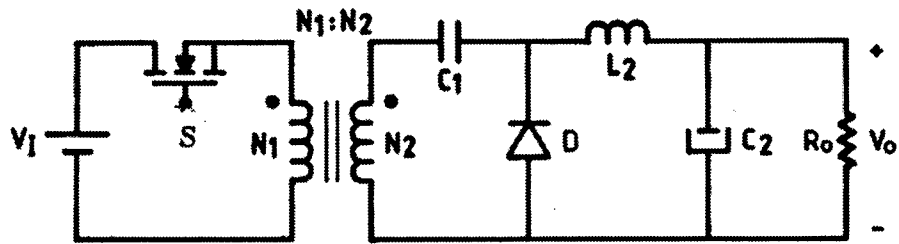


Figura 1 - Circuito de Potência

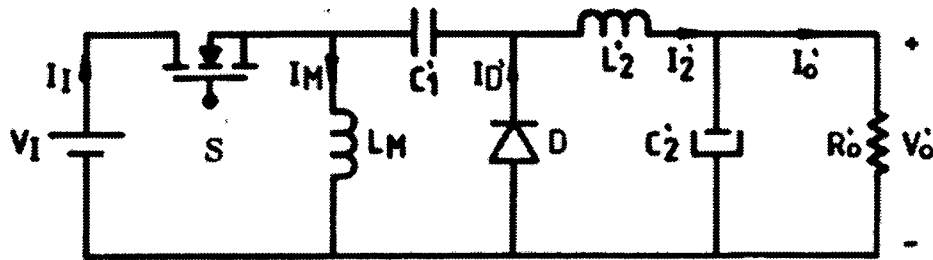


Figura 2 - Circuito Equivalente referido ao primário.

Nas aplicações industriais em Fontes Chaveadas, as estruturas do tipo ZETA são aconselhadas a trabalhar no modo contínuo de operação. Portanto embora o conversor em questão possa funcionar tanto no modo contínuo como descontinuo, os estudos realizados neste artigo se limitarão ao modo contínuo de operação. A referência (Martins *et alii*, 1991) apresenta uma análise detalhada do modo descontinuo, caso haja algum interesse por parte do leitor.

2.1 - Etapas de funcionamento.

Partindo do princípio que o sistema opera em regime permanente, duas etapas caracterizam o funcionamento completo do conversor durante um ciclo de operação:

1ª ETAPA (0,DT)(Fig.3a): A chave S está em condução e o capacitor C_1' está carregado com tensão V_O' . A tensão $V_{LM} = -V_{L2}' = V_1$. O diodo D está bloqueado. Os indutores L_M e L_2' armazenam energia proveniente da fonte de entrada e suas correntes i_M e i_2' crescem linearmente segundo a relação V_1/L_M e V_1/L_2' respectivamente. Portanto, a corrente na chave $i_S = i_M + i_2'$ cresce linearmente segundo a relação V_1/L , onde $L = L_M \cdot L_2' / (L_M + L_2')$. Durante esta etapa tem-se a descarga de

C_1' e a recarga de C_2' .

2ª ETAPA (DT,T)(Fig.3b): Esta etapa tem início com a abertura de S. O diodo D entra em condução. V_{LM} e V_{L2}' assumem o valor V_O' , e há transferência de energia do indutor L_M para o capacitor C_1' e de L_2' para a carga. Nesta etapa as correntes em L_M e L_2' decrescem linearmente na razão de $-V_O'/L_M$ e $-V_O'/L_2'$ respectivamente. A corrente no diodo $i_D = i_M + i_2'$ também decresce linearmente na razão de $-V_O'/L$.

A tensão nos terminais da chave S é $V_S = V_1 + V_O'$. A Fig. 4 mostra as principais formas de onda para um ciclo completo de operação, considerando as duas etapas de funcionamento.

2.2 Equacionamento do sistema e geração de ábacos.

O equacionamento completo do sistema para o modo de operação contínuo em regime permanente para as duas etapas de operação é dado abaixo:

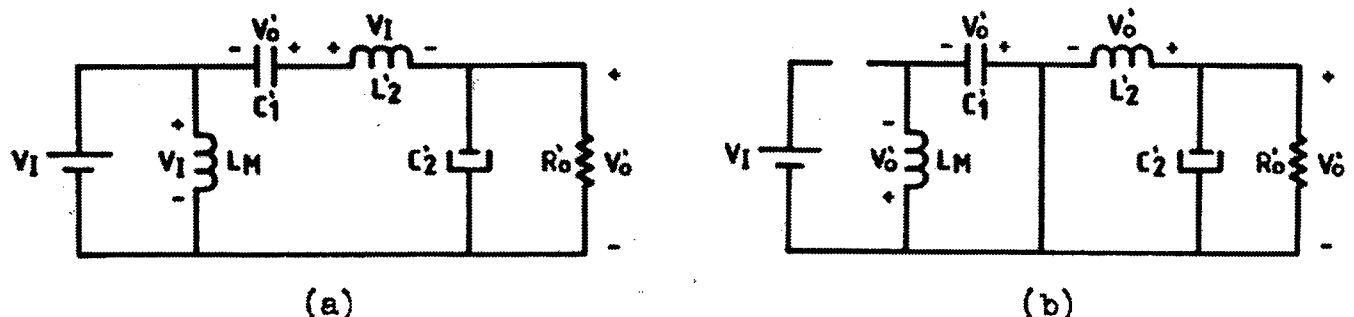


Figura 3 - Etapas de Funcionamento.

$$i_M = \begin{cases} V_I / L_M \cdot t + i_M(0) & , 0 < t \leq DT \\ -V_{O'} / L_M \cdot (t - DT) + i_M(DT) & , DT < t \leq T \end{cases} \quad (2)$$

$$i_{2'} = \begin{cases} V_I / L_{2'} \cdot t + i_{2'}(0) & , 0 < t \leq DT \\ -V_{O'} / L_{2'} \cdot (t - DT) + i_{2'}(DT) & , DT < t \leq T \end{cases} \quad (3)$$

$$i_S = \begin{cases} V_I / L \cdot t + i_S(0) & , 0 < t \leq DT \\ 0 & , DT < t \leq T \end{cases} \quad (4)$$

$$i_{D'} = \begin{cases} 0 & , 0 < t \leq DT \\ -V_{O'} / L \cdot (t - DT) + i_M(DT) + i_{2'}(DT) & , DT < t \leq T \end{cases} \quad (5)$$

$$i_{C1} = \begin{cases} V_I / L_{2'} \cdot t + i_{2'}(0) & , 0 < t \leq DT \\ V_{O'} / L_M \cdot (t - DT) - i_M(DT) & , DT < t \leq T \end{cases} \quad (6)$$

$$V_{LM}, V_{L2} = \begin{cases} V_I & , 0 < t \leq DT \\ -V_{O'} & , DT < t \leq T \end{cases} \quad (7)$$

$$V_S = \begin{cases} 0 & , 0 < t \leq DT \\ V_I + V_{O'} & , DT < t \leq T \end{cases} \quad (8)$$

$$V_{D'} = \begin{cases} -(V_I + V_{O'}) & , 0 < t \leq DT \\ 0 & , DT < t \leq T \end{cases} \quad (9)$$

onde:

$D = t_f / T$ é a razão cíclica,

$T =$ período de operação,

$t_f =$ tempo em que S conduz,

$$L = L_M \cdot L_{2'} / (L_M + L_{2'})$$

A partir das hipóteses simplificativas conclui-se que a potência média de saída é igual a potência média de entrada $P_{O'} = P_I$, ou seja $V_{O'} I_{O'} = V_I I_I$. Aplicando-se o princípio da conservação de energia no indutor L_M , obtém-se:

$$I_M \cdot V_I \cdot t_f = I_M \cdot V_{O'} \cdot t_a \quad (10)$$

Trabalhando a eq.(10) é possível obter-se a característica de transferência estática do conversor ZETA em regime permanente para o modo contínuo de operação, isto é:

$$G = \frac{V_{O'}}{V_I} = \frac{I_I}{I_{O'}} = \frac{D}{1-D} \quad (11)$$

Na Fig.5 está representada a característica de transferência estática G em função da razão cíclica D . Observa-se, através desta figura, que para D menor que 0.5 a estrutura funciona como abaixadora de tensão, e para D maior que 0.5 como elevadora de tensão. Portanto dependendo da ação sobre a razão cíclica o conversor ZETA pode operar como abaixador ou elevador de tensão, sem que haja qualquer descontinuidade a nível de controle.

Na Fig.6 está representada a relação entre G e a característica de carga parametrizada $= \sqrt{R_{O'} / (L \cdot f)}$. É possível verificar o limite entre a condução contínua e a descontínua. A grande vantagem da condução contínua reside no fato de G ser independente da carga, dessa forma o conversor pode ser encarado como um amplificador do comando. Assim, a filosofia do controle e a automação do sistema ficam facilitados. Por essa razão o modo de operação contínuo é preferível em comparação ao descontínuo.

Os limites dos três modos de condução são dados por:

- Condução contínua: $(fL)/R_{O'} > (1-D)^2/2$

- Condução crítica: $(fL)/R_{O'} = (1-D)^2/2$

- Condução descontínua: $(fL)/R_{O'} < (1-D)^2/2$

Analisando-se a Fig.4 é possível determinar-se a corrente média na chave de potência, ou seja:

$$I_S = \frac{1}{T} \int_0^{DT} i_S \cdot dt \quad (12)$$

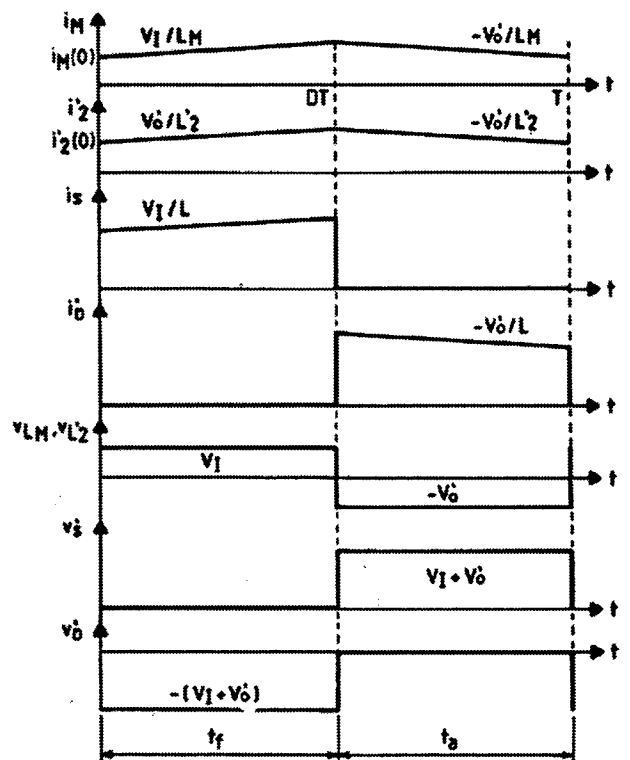


Figura 4 - Principais formas de onda.

Assim

$$I_s = \frac{1}{T} [DT \cdot i_s(0) + \frac{DT}{2} (i_s(DT) - i_s(0))] \quad (13)$$

Onde:

$$i_s(0) = i_M(0) + i_2'(DT) \quad (14)$$

$$i_s(DT) = i_M(DT) + i_2'(DT) \quad (15)$$

Portanto, o valor da corrente média na chave será:

$$I_s = \frac{D}{1-D} \cdot I_{O'} \quad (16)$$

A mesma análise pode ser feita para determinação da corrente média no diodo. Assim:

$$I_{D'} = \frac{1}{T} \int_{DT}^T i_{D'} \cdot dt \quad (17)$$

$$I_{D'} = \frac{1}{T} [i_{D'}(0) \cdot T(1-D) + \frac{i_{D'}(DT) - i_{D'}(0)}{2} \cdot T(1-D)] \quad (18)$$

Onde:

$$i_{D'}(0) = i_M(0) + i_2'(0) \quad (19)$$

$$i_{D'}(DT) = i_M(DT) + i_2'(DT) \quad (20)$$

Logo o valor médio da corrente no diodo será:

$$I_{D'} = I_{O'} \quad (21)$$

A Fig.4 fornece um outro dado muito importante, a tensão máxima na chave de potência é a mesma do diodo D. Analizando-se a mencionada figura tem-se:

$$V_{Smax} = V_{D'max} = V_I + V_{O'} \quad (22)$$

Reescrevendo a eq.(22) de outra forma obtém-se:

$$V_{Smax} = V_{D'max} = \frac{V_I}{1-D} = \frac{V_{O'}}{D} \quad (23)$$

A Fig.7 mostra a relação entre a tensão máxima normalizada na chave ($V_{Smax}/V_{O'}$) e a característica de transferência estática G.

A corrente de pico na chave de potência e no diodo é obtida através da eq.(24). A Fig.8 apresenta a evolução da relação $I_{Smax}/I_{O'}$ em função da carga normalizada ($R_{O'}/(L \cdot f)$), tendo a razão cíclica D como parâmetro, onde $I_{O'} = V_{O'}/R_{O'}$ e f é a frequência de chaveamento. Percebe-se que para uma dada carga, fixada a razão cíclica, a corrente de pico nos interruptores de potência diminui com o aumento da frequência de chaveamento. Isso significa que o aumento da frequência, neste tipo de estrutura, é bastante recomendável. Além disso, operar com altas frequências implica em diminuição de volume, peso e custo da montagem. É claro que o limite é dado pelas perdas de chaveamento, que são

função da corrente e da frequência de chaveamento e problemas com parasitas.

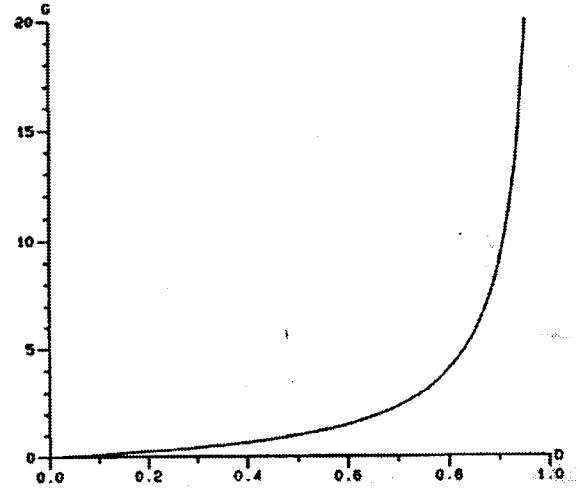


Figura 5 - Característica de transferência Estática.

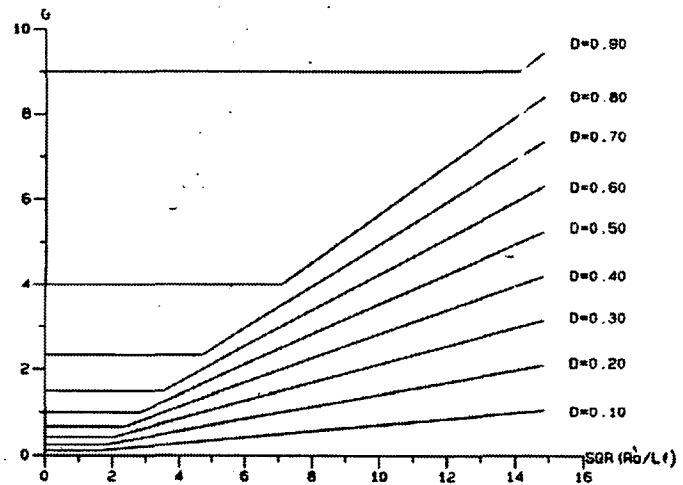


Figura 6 - Relação entre G e $\sqrt{R_{O'}/(L \cdot f)}$.

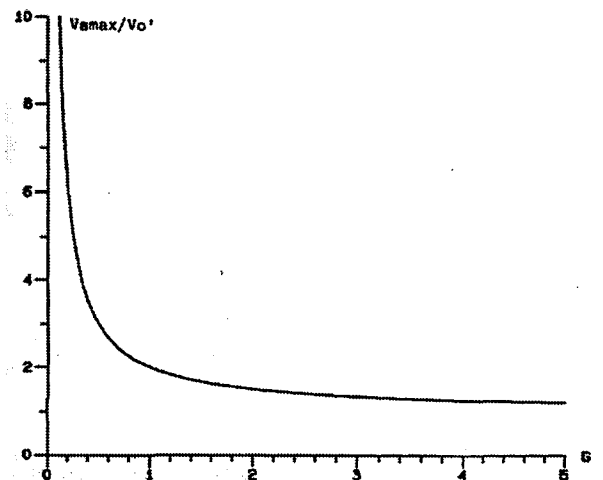


Figura 7 - Tensão de pico normalizada na chave.

A experiência mostrou que na faixa de 100 a 200kHz o conversor ZETA é bastante competitivo em termos de rendimento, principalmente se comparado com os conversores do tipo FORWARD na faixa de 150 a 250W.

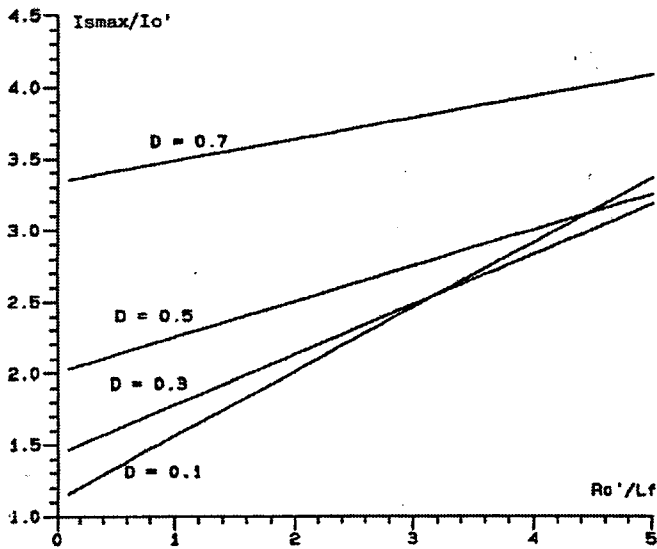


Figura 8- Corrente de pico nos interruptores de potência

$$I_{smax} = I_{D'max} = I_{O'} \cdot \left[\frac{1}{1-D} + \frac{R_{O'}}{2 \cdot L \cdot f} \cdot (1-D) \right] \quad (24)$$

2.3 - Filosofia de comando e controle.

Para o conversor ZETA a razão cíclica D é o parâmetro que deverá ser ajustado para compensar as variações da tensão de entrada (V_I), e da corrente de saída (I_O). A frequência de operação do conversor será mantida constante e a largura do pulso será variável.

A análise em frequência em malha aberta mostrou a necessidade de se utilizar um circuito compensador para compensar dois polos e dois zeros. A variação da razão cíclica é feita a partir da comparação do sinal de erro, gerado na saída do circuito compensador, com um sinal em rampa (Fig.9). Uma variação na tensão de saída comparada com uma tensão de referência gera um sinal de erro na saída do circuito comparador, que comparado com o sinal em rampa, aumenta ou diminui a razão cíclica. Se a tensão de saída tende a diminuir, a razão cíclica tende a aumentar e vice-versa.

3. - PROCEDIMENTO PARA PROJETO

São apresentados especificações para o projeto de uma fonte chaveada com uma única saída.

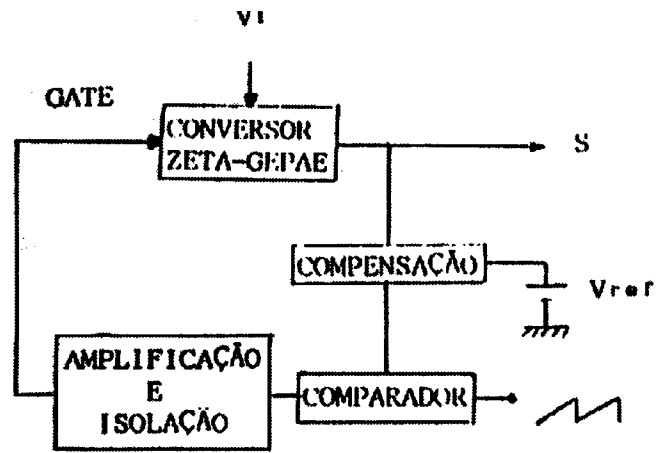


Figura 9 - Circuito de comando e controle em diagrama de blocos

DADOS DE ENTRADA:

V _I = 311V ± 15%	I _O = 20A	R _{Omax} = 5Ω
V _O = 5V	I _{Omin} = 1A	D _{min} = .30
a = N ₁ /N ₂ = 22	R _{Omin} = .25Ω	D _{Dmax} = .45

Os valores de indutância são obtidos a partir das expressões (Martins *et alii*, 1991) e (Abreu, 1992):

$$L_M \geq \frac{(D_{min} \cdot V_{I_{max}})^2}{2 \cdot f \cdot \left(\sum_{n=1}^n V_{O_n} \cdot I_{O_{min_n}} \right)} = 10.4 \text{ mH}$$

$$L_2 \geq \frac{D_{min} \cdot (1 - D_{min}) \cdot V_{I_{max}}}{2 \cdot I_{O_{min}} \cdot f \cdot a} = 17.7 \mu\text{H}$$

Adotou-se os valores:

$$L_M = 11.0 \text{ mH}$$

$$L_2 = 20.7 \mu\text{H}$$

Estimando-se uma ondulação máxima de 30% para o cálculo de C₁ e de 2% para C₂ tem-se:

$$C_1 = \frac{D_{max}}{R_{Omin} \cdot f \cdot \left(\frac{\Delta v_{C1}}{v_{C1}} \right)} = 60 \mu\text{F}$$

$$C_2 = \frac{1 - D_{min}}{8 \cdot f^2 \cdot L_2 \cdot \left(\frac{\Delta v_{C2}}{v_{C2}} \right)} = 22 \mu\text{F}$$

O estudo completo para análise da ondulação de tensão e corrente nos indutores e capacitores, que deram origem as equações acima, está disponível na ref. (Martins *et alii*, 1991).

O projeto do transformador e dos circuitos de compensação e controle seguem as recomendações usuais, apresentadas na ref. (Barbi, 1989).

4. - RESULTADOS OBTIDOS

Neste parágrafo serão apresentados os resultados obtidos por simulação e através de um protótipo de laboratório, com o objetivo de validar o modelo matemático desenvolvido no parágrafo 2. O circuito a ser estudado é aquele apresentado na Fig.1. As especificações técnicas do projeto são fornecidos abaixo:

$$V_i=311V \quad f=100kHz$$

$$V_o=5V \quad P_o=100W$$

Transformador:

$$L_M=L_P=11mH,$$

núcleo E30/14 Thornton,

$$N_1=110 / N_2=5 \text{ espiras,}$$

entreferro = 0.22mm

Filtro indutivo:

$$L_2=20.7 \mu H,$$

núcleo E30/14 Thornton,

$$N=9 \text{ espiras,}$$

entreferro = 0.89mm

A fig.10 mostra os resultados obtidos por simulação para a condição de regime permanente em malha aberta. Na fig.11 são apresentadas as principais formas de onda obtidas experimentalmente, utilizando-se uma malha de realimentação com os circuitos de compensação e controle propostos no parágrafo 2 (Fig.9). Nota-se que a diferença entre as formas de ondas teóricas e práticas relativas a tensão máxima na chave é devido à um circuito grampeador implementado. Para verificar o desempenho do circuito de realimentação o conversor foi levado a operar com carga mínima e máxima. Para ambas as situações a tensão de saída manteve-se dentro dos níveis estipulados no projeto (Fig.11 f,g). A curva de rendimento da montagem em função da corrente de saída é apresentada na Fig.12. O maior valor, de 81%, ocorre para uma carga de 50% da nominal. Percebe-se que o rendimento aumenta gradativamente com o acréscimo de carga até aproximadamente 75% da carga nominal, a partir de então há uma pequena redução no valor do rendimento, que em princípio deveria continuar aumentando. Segundo estudos realizados a causa para esse decréscimo de rendimento é devido a excessiva perda no diodo D, que por falta de opção foi utilizado o diodo "schottky" NST2545.

Esse componente apresenta uma tensão de condução direta muito elevada (na ordem de 1.0 a 1.5V), que para a condição

de plena carga apresenta uma perda muito elevada. Por essa razão esse componente é inadequado para a estrutura em questão. Preve-se uma redução de perdas substituindo-se por outro de menor tensão de condução direta, e espera-se com isso um rendimento, na condição de plena carga, em torno de 83% a 85%.

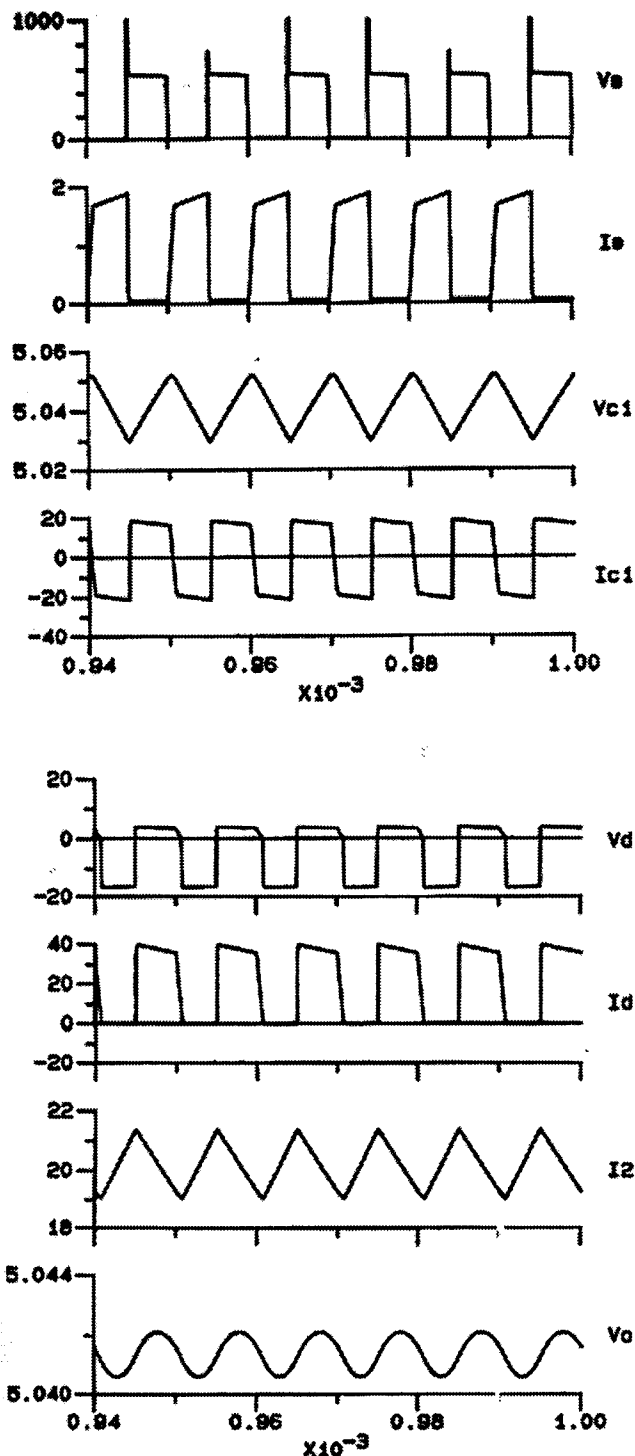


Figura 10 - Resultados da simulação.

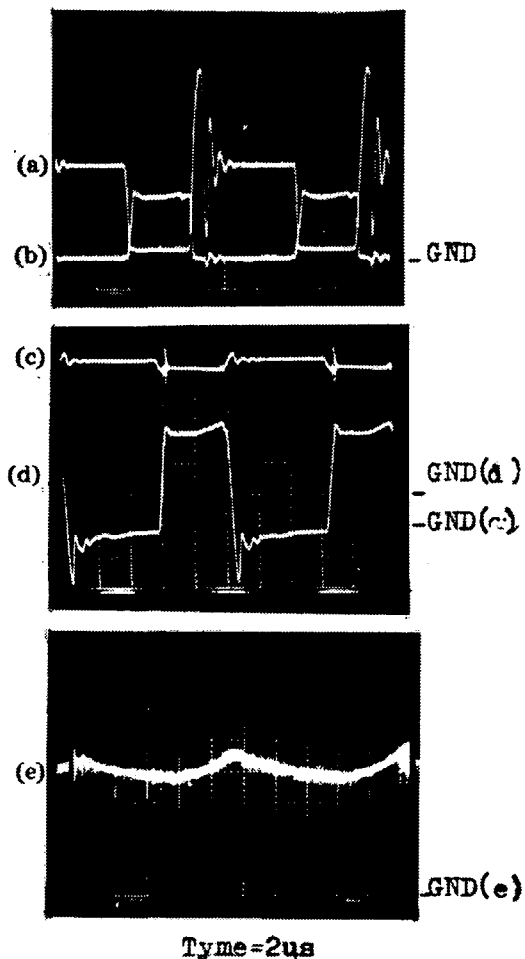


Figura 11 - Resultados experimentais: (a) Tensão na chave(100V/d), (b) Corrente na chave(0.5A/d), (c) Tensão no capacitor C_1 (1V/d), (d) Corrente no Capacitor C_1 (10A/d), (e) Corrente no indutor L_2 (5A/d), (f) Tensão com carga nominal, (g) Tensão sem carga.

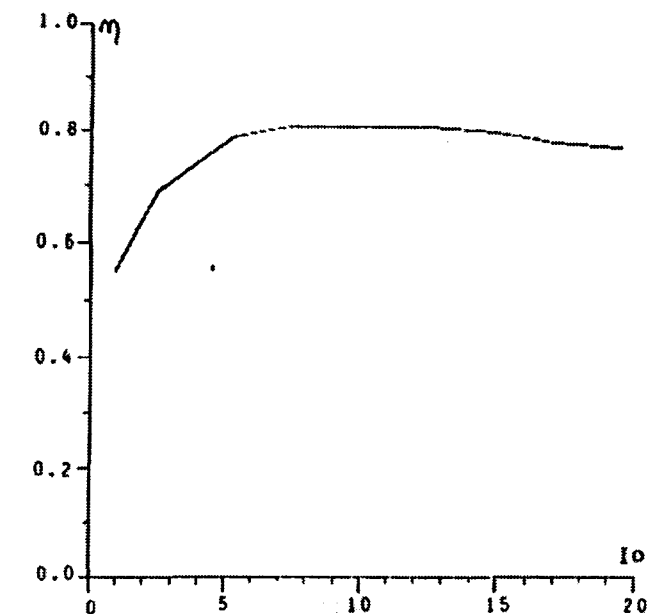


Figura 12 - Curva de rendimento obtida experimentalmente.

5. - CONCLUSÕES

Diante dos resultados apresentados neste trabalho fica evidente a grande versatilidade do conversor proposto. Sua principal característica, além do fato de poder ser utilizado como elevador ou abaixador de tensão, consiste na simplicidade de implementação, o que leva a uma robustez natural da estrutura.

Os estudos realizados mostraram que a faixa conveniente de operação desta montagem fica entre 100 a 150W. Devido a essas propriedades, este conversor é fortemente recomendado para sistemas distribuídos de energia. Os autores são de opinião que o conversor ZETA se constitui em uma solução interessante e atraente no que diz respeito a aplicação em fontes chaveadas na faixa de potência mencionada.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

Abreu, G.N.de (1992). "Estudo e Aplicação do Conversor ZETA Isolado com Múltiplas Saídas e Modulação PWM para Fontes Chaveadas". Tese de Mestrado LAMEP, UFSC, Florianópolis - SC.

Barbi,I,(1989). "Projeto de Fontes Chaveadas", LAMEP, UFSC, Florianópolis - SC, pp. 63 - 66; 161 - 168.

Jozwik, J.J., & M.K.Kazimierczuk, (1989). "Dual Sepic PWM Switching - Mode DC/DC Power Converter", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol.36, n 1: 64 - 70

Lee, F.C., K. H. Lin & R. Orugante, (1987). "Quasi Ressonante Converters Topologies and Characteristics", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. Pe 2 n 1 : 62 - 71.

Martins,D.C., G.N.de Abreu & I.Barbi, (1991). "Zeta-Gepae PWM Isolated DC/DC Converter Analysis", *Anais do Primeiro Cong. Bras. de Eletrônica de Potência*, Florianópolis, SC, pp. 154 - 159