

ANÁLISE, PROJETO E APLICAÇÕES DO CONVERSOR ZETA COM ALTO FATOR DE POTÊNCIA

ADRIANO PÉRES *, DENIZAR C. MARTINS e IVO BARBI

Universidade Federal de Santa Catarina
Departamento de Engenharia Elétrica
INEP - Instituto de Eletrônica de Potência.
88040-970 - C.P.: 5119 - Florianópolis - SC.
Tel.: (048) 231-9204 - FAX: (048) 231-9770
email: inep@inep.ufsc.br

* FURB - Universidade Regional de Blumenau
Departamento de Engenharia Elétrica
89010-971 - C.P.: 1507 - Blumenau - SC
Tel.: (047) 323-7200 - Fax: (047) 323-4939
email: aperes@furb.rct-sc.br

ABSTRACT - This paper presents the analysis of the ZETA converter operating in discontinuous conduction mode (DCM) for power factor correction. The main attractive of the ZETA converter is that it is a naturally isolated structure, which allows a regulated output voltage with only one power processing stage. This converter can offer a good fidelity output current shape to apply to battery charge. Principle of operation, mathematical analysis, design procedure and experimental results obtained from a laboratory prototype are presented.

RESUMO - Este artigo apresenta a análise do conversor ZETA operando no modo de condução descontínua de corrente (DCM) para a correção do fator de potência. O conversor ZETA tem como principal atrativo o fato de ser uma estrutura naturalmente isolável, permitindo a regulação da tensão de saída com um único estágio de processamento de energia. Além da correção do Fator de Potência pode-se obter, do conversor Zeta, corrente de alta fidelidade na indutância de saída, para aplicações como carregador de baterias. São apresentados o princípio de funcionamento, a análise matemática, o procedimento de projeto e os resultados obtidos a partir de um protótipo de laboratório.

I. INTRODUÇÃO

Existem seis estruturas básicas de conversores CC-CC, denominadas por: *Buck*, *Boost*, *Buck-Boost*, *Cuk*, *Sepic* e *Zeta*.

Com exceção do conversor Zeta, todos os outros conversores já foram estudados na correção do fator de potência de fontes chaveadas, nos modos de condução contínua (CCM) e descontínua (DCM). Várias pesquisas tem apresentado resultados envolvendo os conversores *Buck* [1], *Boost* [2], *Buck-Boost* [3], *Cuk* [4] e *Sepic* [5].

Todos estes conversores apresentam certas limitações intrínsecas. O conversor *Boost* por exemplo, que tem sido largamente utilizado na indústria, é naturalmente não isolado e opera somente como elevador de tensão. Além disso ele não é capaz de se auto-protger contra sobrecarga ou curto-circuito. Os conversores *Cuk* e *Sepic* são naturalmente isoláveis e operam tanto como elevadores como abaixadores de tensão. Um inconveniente desses três conversores é necessitarem de um circuito auxiliar de limitação da corrente de partida (*inrush current*).

O conversor *Buck* apesar de apresentar uma capacidade natural de limitar a corrente de partida e de se auto-protger contra eventuais sobrecargas, nas operações como compensador de fator de potência apresenta uma descontinuidade indesejável na corrente de entrada, empobrecendo o fator de potência visto pela rede, não sendo portanto, aconselhado o seu uso em aplicações industriais.

O conversor *Buck-Boost* era o único, capaz de satisfazer simultaneamente todas as especificações já mencionadas, ou seja: é uma estrutura naturalmente isolável (*Flyback*), pode operar tanto como elevador como abaixador de tensão e tem condições de limitar tanto a corrente de partida como a de eventuais sobrecargas.

A proposta deste trabalho é de apresentar o comportamento do conversor Zeta nas aplicações com alto fator de potência. Será demonstrado que ele tem propriedades similares ao conversor *Flyback* e que em algumas aplicações particulares apresenta vantagens, como nas situações em que a carga necessita de um conversor com características de fonte de corrente, por exemplo o carregamento de baterias.

II. O CIRCUITO PROPOSTO

A. Descrição do Circuito

A topologia proposta é apresentada na Fig. 1, onde se tem uma ponte retificadora convencional, uma chave PWM (S1), um transformador isolador (T1), um indutor (L_o), dois capacitores (C_o e C_1), um diodo de saída (D1), e um resistor (R_o) que representa a resistência de carga.

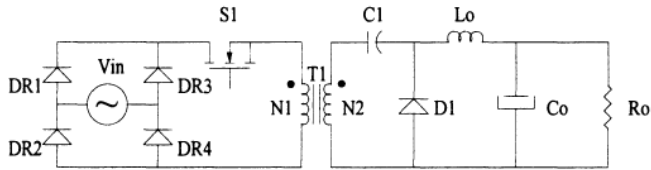


Fig. 1 - O circuito proposto.

B. Etapas de Operação

Para simplificar o estudo o conversor será estudado em sua versão não isolada, apresentada na Fig. 2, com as seguintes considerações:

- O circuito opera em regime permanente;
- Os semicondutores são considerados ideais;
- O transformador é representado por sua indutância magnetizante, que é referida ao primário;
- O capacitor C_o é grande o suficiente para manter sua tensão constante e igual a V_o ;
- A tensão na linha é considerada constante em um período de chaveamento.

As considerações feitas acima não comprometem a análise, pois não fogem da realidade do conversor.

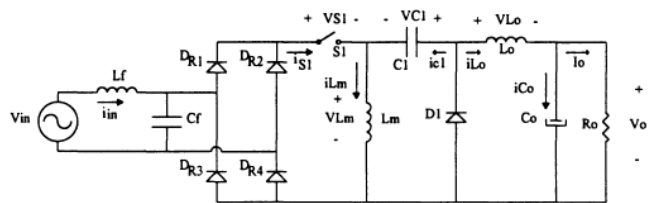


Fig. 2 - Conversor Zeta não isolado.

Para um período de chaveamento este conversor opera exatamente como o conversor Zeta CC-CC, como explanado a seguir:

-Primeira etapa (t_0, t_1): Enquanto a chave S1 está conduzindo, a rede fornece energia para o indutor L_m . A energia armazenada pelo indutor L_o provém da rede e do capacitor C_1 . As correntes i_{Lm} e i_{L_o} crescem linearmente. As tensões v_{C_o} e v_{C_1} são consideradas constantes e iguais a V_o .

-Segunda etapa (t_1, t_2): No tempo t_1 , a chave S1 é bloqueada e o diodo D1 começa a conduzir, as energias de L_m e L_o são transferidas para C_1 e C_o , respectivamente. Na segunda etapa não há circulação de

energia na rede, o que assegura a ausência de harmônicos na corrente.

-Terceira etapa (t_2, t_3): Quando as correntes i_{Lm} e i_{L_o} ficam iguais, no tempo t_2 , o diodo D1 se bloqueia e começa a terceira etapa. A tensão aplicada aos indutores L_m e L_o é nula e suas correntes são constantes, até que S1 seja habilitado a conduzir, reiniciando o ciclo de funcionamento. Nesta etapa também não há corrente na entrada.

As etapas de operação são ilustradas na Fig. 3.

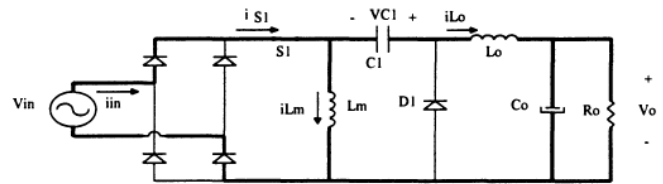


Fig. 3.a. Primeira etapa de operação (t_0, t_1).

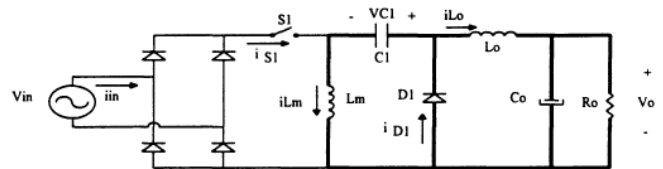


Fig. 3.b. Segunda etapa de operação (t_1, t_2).

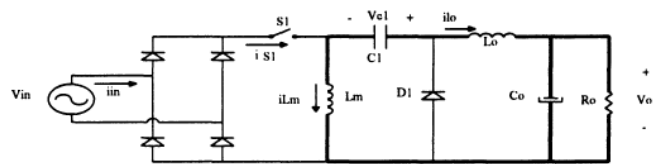


Fig. 3.c. Terceira etapa de operação (t_2, t_3).

As principais formas de onda para um período de chaveamento são mostradas na Fig. 4. A Fig. 5 mostra as principais formas de onda para um período da rede, no qual a tensão é dada por: $v_{in} = V_p \sin(\omega t)$. Tais curvas foram obtidas através de simulação com o programa PROSCES [7].

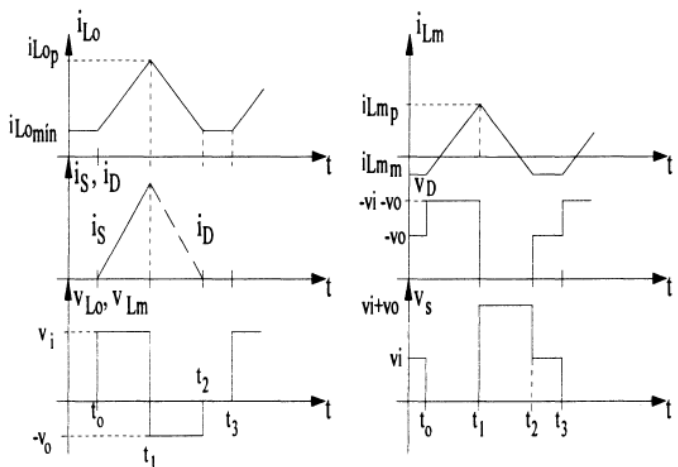


Fig. 4 - Formas de onda para um período de chaveamento.

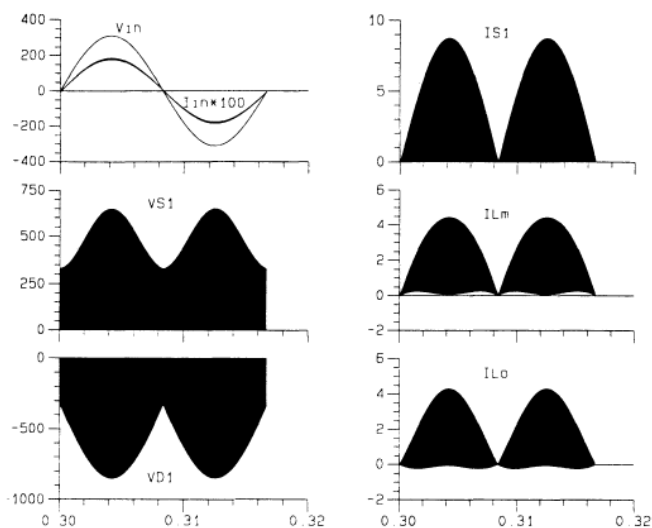


Fig. 5 - Formas de onda para um período da rede.

III. ANÁLISE MATEMÁTICA

A. Corrente de Linha

Na primeira etapa as correntes nos indutores L_o e L_m são definidas por:

$$i_{L_m}(t) = \frac{V_p \cdot t}{L_m} \text{sen}(\omega t) - i_{L_m \min} \quad (1)$$

$$i_{L_o}(t) = \frac{V_p \cdot t}{L_o} \text{sen}(\omega t) - i_{L_o \min} \quad (2)$$

onde:

- i_{L_m} = corrente na indutância de magnetização;
- i_{L_o} = corrente na indutância de saída;
- V_p = tensão de pico da rede;
- $i_{L_m \min}$ = corrente mínima na indutância L_m ;
- $i_{L_o \min}$ = corrente mínima na indutância L_o .

Na segunda e terceira etapas não há circulação de corrente na entrada, assim a corrente de linha, para todo o período da rede, é calculada apenas com os dados da primeira etapa de chaveamento do conversor, e expressa por:

$$i_m(t) = i_{L_m}(t) + i_{L_o}(t) \quad (3)$$

As correntes $i_{L_m \min}$ e $i_{L_o \min}$ são iguais, mas com sentidos opostos. Assim a corrente de linha será:

$$i_m(t) = \frac{V_p \cdot \text{sen}(\omega t)}{L} \cdot t \quad (4)$$

onde:

L é a indutância Zeta equivalente ($L = L_m/L_o$).

Considerando-se que o conversor possui um filtro de entrada para eliminar as harmônicas de alta frequência consegue-se:

$$i_m(t) = \frac{V_p \cdot D}{L \cdot f_s} \text{sen}(\omega t) \quad (5)$$

onde:

- $f_s = \frac{1}{T_s}$ frequência de chaveamento;
- T_s = período de chaveamento;
- D = razão cíclica.

A expressão (5) mostra que o conversor não apresenta harmônicas de baixa ordem. A corrente de entrada é senoidal com fator de potência unitário, a exemplo do que ocorre com o conversor Flyback.

B. Razão Cíclica Crítica (Dc)

A razão cíclica crítica (Dc) é obtida da Fig. 6. Quando a condução é crítica a terceira etapa de funcionamento não existe, assim a corrente no diodo, que só circula na segunda etapa, é expressa por (6), e válida apenas para a segunda etapa de chaveamento do conversor:

$$i_{D1}(t) = i_{L_m}(t) + i_{L_o}(t) \quad (6)$$

$$i_{L_m}(t) = \frac{V_p \cdot t_f}{L_m} \text{sen}(\omega t) - \frac{V_o \cdot t_c}{L_m} - i_{L_m \min} \quad (7)$$

$$i_{L_o}(t) = \frac{V_p \cdot t_f}{L_o} \text{sen}(\omega t) - \frac{V_o \cdot t_c}{L_o} - i_{L_o \min} \quad (8)$$

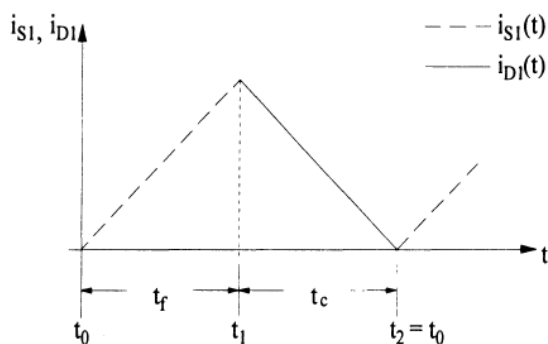


Fig. 6 - Condução Crítica.

A condição mais crítica ocorre no pico da tensão de entrada, quando $\text{sen}(\omega t) = 1$. Assim:

$$i_{D1}(t) = \frac{V_p \cdot t_f}{L} - \frac{V_o \cdot t_c}{L} = 0 \quad (9)$$

$$t_c = \frac{V_p}{V_o} t_f \quad (10)$$

$$\alpha = \frac{V_p}{V_o} \quad (11)$$

Da Fig. 6 tem-se:

$$tc = Ts - tf \quad (12)$$

onde: $tf = D \cdot Ts$, portanto:

$$Dc = \frac{1}{1 + \alpha} \quad (13)$$

A Fig. 7 mostra a variação da razão cíclica em função do parâmetro α .

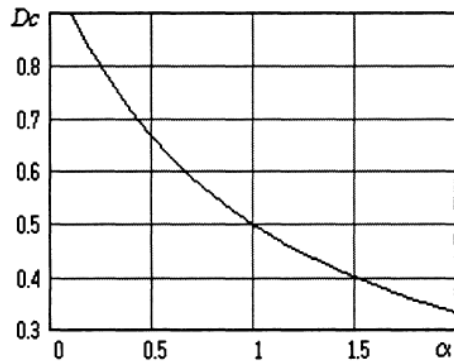


Fig. 7 - Razão cíclica crítica.

C. Característica de Saída (G)

A corrente média de saída I_o é igual a corrente média no diodo ($I_{D1,med}$) e são expressas por:

$$I_o = \frac{V_o}{R_o} = I_{D1,med} \quad (14)$$

$$I_{D1,med} = \frac{\alpha \cdot V_p \cdot D^2}{4 \cdot L \cdot fs} = \frac{V_o}{R_o} \quad (15)$$

Substituindo as Eqs. (12) e (15) na Eq. (14) se obtém:

$$G = \frac{V_o}{V_p} = \frac{D}{2} \sqrt{\frac{R_o}{L \cdot fs}} \quad (16)$$

A Fig. 8 mostra a característica de saída normalizada, onde:

$$x = \sqrt{\frac{R_o}{L \cdot fs}}$$

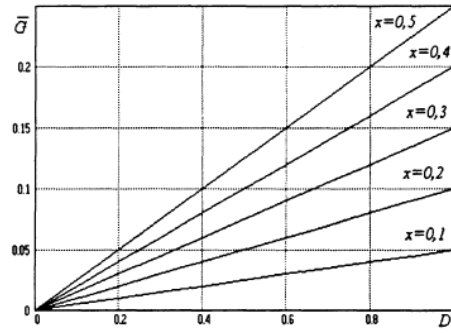


Fig. 8 - Característica de saída normalizada.

D. Indutância Zeta Crítica (Lc)

A indutância crítica do conversor Zeta para correção do fator de potência é obtida através da Eq. (14). A corrente média no diodo de saída é igual a corrente média na indutância L_o . Assim:

$$I_{L_o,med} = I_{D1,med} \quad (17)$$

Conseqüentemente:

$$L_c = \frac{\alpha \cdot V_p \cdot Dc^2}{4 \cdot I_o \cdot fs} \quad (18)$$

A indutância Zeta crítica normalizada é mostrada na

Fig. 9.

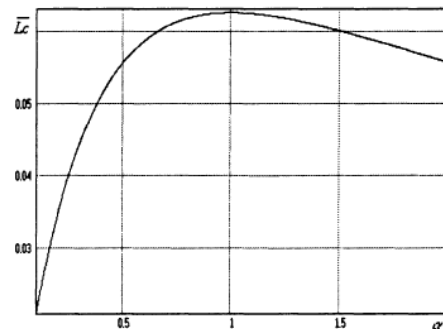


Fig. 9 - Indutância Zeta crítica normalizada.

E. O Filtro de Saída

O capacitor de saída C_o deve eliminar a componente de 120Hz da tensão de saída, e é definido por:

$$C_o = \frac{D^2 \cdot V_p \cdot \left(\frac{5}{3} + \frac{\alpha \cdot \pi}{4}\right)}{4 \cdot \pi^2 \cdot L_o \cdot \Delta V_{C_o} \cdot fs \cdot fr} \quad (19)$$

F. Operação Como Carregador de Bateria

Como visto anteriormente a descontinuidade de corrente, para o conversor Zeta, não é caracterizada nas indutâncias, mas sim na superposição das correntes nas chaves *SI* e *DI*, conforme Fig. 6. Nas indutâncias a condução descontinua ocorre sob patamar não nulo, de acordo com a Fig. 4. Fazendo-se uma combinação de valores entre *Lo* e *Lm* consegue-se com que a corrente na indutância de saída pareça contínua controlando-se, para isso, o patamar de descontinuidade a um nível alto, para que a corrente *iLo* tenha o menor conteúdo harmônico possível.

Com uma forma de onda mais lisa, consegue-se aplicar o conversor Zeta para carregamento de baterias, com a vantagem de redução dos picos da corrente de carga. Tal fenômeno, no entanto, não é possível nos conversores Flyback e Sepic, pois possuem saída em tensão.

Utilizando para as indutâncias os valores escolhidos *Lm*=595μH e *Lo*=13,5mH, obteve-se os resultados de simulação apresentados na Fig. 10, através do programa PROSCES.

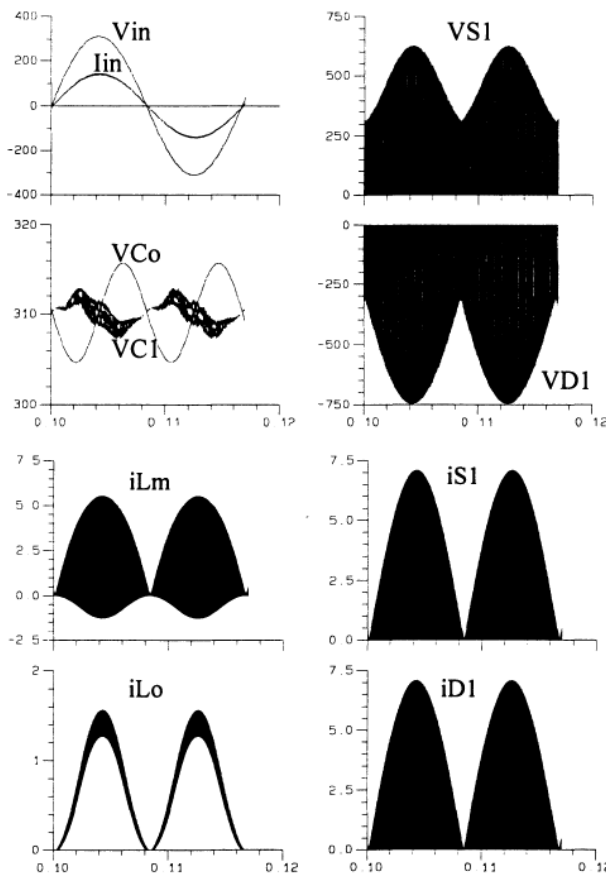


Fig. 10 - Simulação como carregador de bateria.

Através da Fig. 10 percebe-se que apenas as correntes das indutâncias *Lm* e *Lo* sofreram mudanças, com relação a fig. 5, resultando numa corrente de carga bastante lisa, o que comprova ser o conversor Zeta aplicável a

carregamento de baterias ou qualquer outra aplicação onde se necessita de fonte de corrente.

IV. PROCEDIMENTO E EXEMPLO DE PROJETO

O procedimento simplificado para o projeto do conversor Zeta, com alto Fator de Potência, é o seguinte:

A. Especificações

Para se projetar o conversor é necessário conhecer os seguintes dados:

- $P_o = 200W$ (potência de saída)
- $V_o = 72V$ (tensão de saída isolada)
- $v_{in} = 311 \cdot \text{sen}(\omega t) \pm 10\%$ (tensão de entrada)
- $f_s = 100kHz$ (frequência de chaveamento).
- $\omega = 2 \cdot \pi \cdot f_r$ (f_r = frequência da rede)

B. Cálculos

A corrente de saída (*Io*) e a relação de transformação do transformador (*a*) são calculadas da seguinte maneira:

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} = \frac{200}{72} = 2.78A$$

$$a = \frac{V_o'}{V_o} = 3.89 \text{ (relação de transformação)}$$

onde $V_o' = 280V$ é o valor escolhido para a tensão de saída referida para o lado primário do transformador.

As relações de tensões são:

$$V_{p_{max}} = 342V; \alpha_{max} = \frac{V_{p_{max}}}{V_o'} = 1.22$$

$$V_{p_{nom}} = 311V; \alpha_{nom} = 1.11$$

$$V_{p_{min}} = 280V; \alpha_{min} = 1.0$$

De α_{max} é possível obter a razão cíclica crítica e a indutância Zeta crítica:

$$D_c = \frac{1}{1 + \alpha_{max}} = 0.45$$

$$L_c = \frac{\alpha_{min} \cdot V_{p_{min}} \cdot D_c^2}{4 \cdot I_o' \cdot f_s} = 198\mu H$$

Escolhendo o valor da indutância Zeta igual a 75% de L_c ; $L_m=L_o$ e 2% de variação na tensão de saída, obtém-se:

$$L_m = L_o' = 290 \mu H$$

$$L_o = \frac{L_o'}{a^2} = 19.2 \mu H$$

$$C_o' = 247 \mu F$$

$$C_o = C_o' \cdot a^2 = 3800 \mu F$$

V. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Com o objetivo de avaliar a metodologia empregada, um protótipo de laboratório foi implementado seguindo as mesmas especificações de projeto delineadas na seção anterior. O conversor implementado é mostrado na Fig. 11.

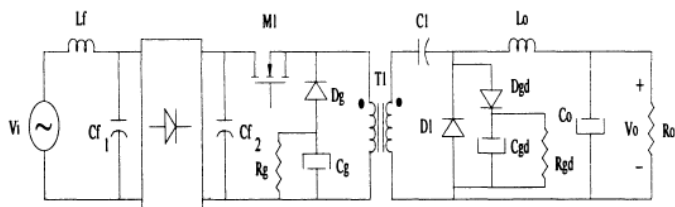


Fig. 11 - Conversor implementado.

As especificações dos componentes utilizados na experimentação são as seguintes:

- Diodos do retificador = SK1N4004 (Semikron);
- $C_{f1} = 15nF / 400V$, polipropileno (Icotron - Siemens);
- $C_{f2} = 12nF / 400V$, polipropileno (Icotron - Siemens);
- $L_f = 9.3mH$, 248 espiras em núcleo de ferrite E-42/15 (Thornton);
- $S_1 = APT8075BN$ (Advanced Power Technology);
- $D_g = MR817$ (Motorola);
- $C_g = 2.2\mu F / 630V$, polipropileno (Icotron - Siemens);
- $R_g = 6k\Omega / 10W$;
- $T_1 =$ Transformador em núcleo de ferrite E-55/21 (Thornton),
 $N_1/N_2 = 44/12$ espiras;
- $C_1 = 10\mu F$, eletrolítico (Icotron - Siemens);
- $D_1 = MR851$ (Motorola);
- $D_{gd} = 1N4934$ (Motorola);
- $R_{gd} = 100k\Omega - 1/8W$;
- $C_{gd} = 10nF / 250V$, polipropileno (Icotron - Siemens);
- $C_o = 4000\mu F$, eletrolítico (Icotron - Siemens) e
- $L_o = 20\mu H$, 14 espiras em núcleo de E-42/15 (Thornton).

Os resultados obtidos com a experimentação do protótipo são mostrados nas figuras 12, 13, 14, 15, 16, 17 e 18.

Na Fig. 12 tem-se a comprovação de que a corrente de entrada do conversor Zeta segue a tensão da rede, não apresentando deslocamento significativo nem gerando harmônicos de baixa ordem, resultando assim num alto fator de potência.

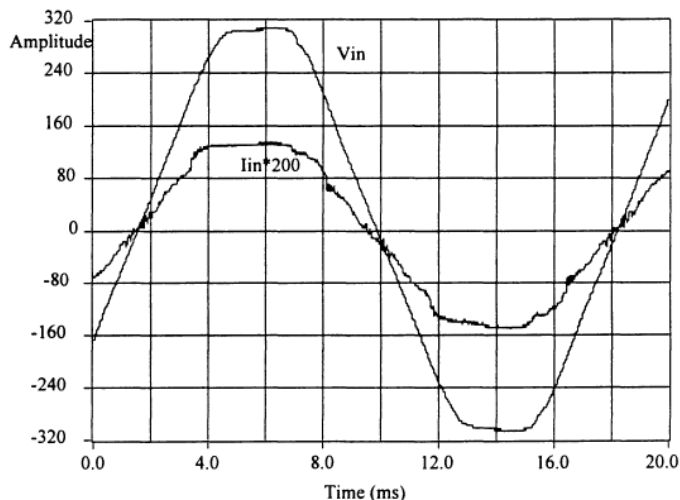


Fig. 12 - Tensão e corrente na rede.

A tensão aplicada ao protótipo apresenta distorção harmônica de 3,52%, presente na rede, como mostra a Fig. 13. Se a corrente de entrada segue a tensão esta distorção também será percebida na corrente, como mostrado na análise, comprovado na Fig. 13. Com este dado conclui-se que, tendo-se um sistema onde a tensão da rede seja isenta de harmônicos, a corrente na entrada de um conversor Zeta será perfeitamente senoidal e também isenta de harmônicos de baixa ordem.

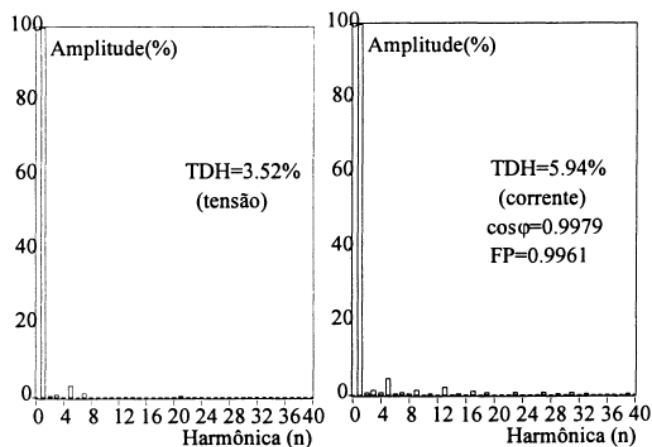


Fig. 13 - TDH da corrente e da tensão de entrada.

A Fig. 14 mostra as tensões nos capacitores de saída (v_{Co}) e de acoplamento (v_{C1}). Percebe-se que as duas tensões possuem a mesma forma, como previsto na análise do

conversor. Nota-se, também, a ondulação de 120Hz, problema comum a todos os conversores CA-CC com correção de fator de potência em um único estágio de processamento de energia.

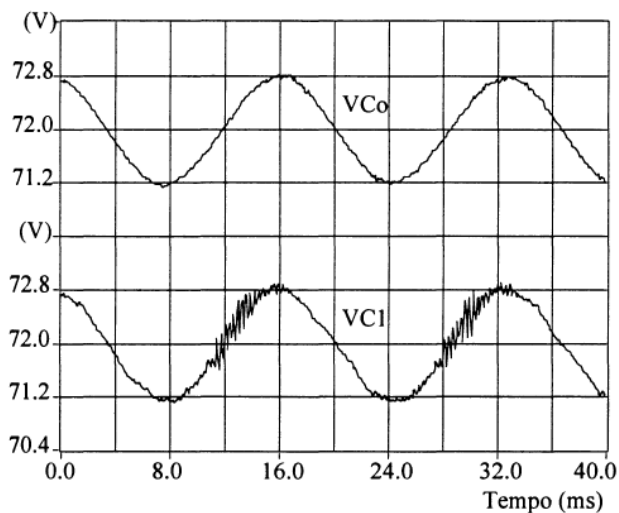


Fig. 14 - Ondulação de tensão em C_1 e C_o .

A Fig.15 mostra, em detalhe, a tensão e a corrente no Mosfet (S1), onde percebe-se a linearidade da corrente. O bloqueio do Mosfet é dissipativo, fator que limita o rendimento da estrutura.

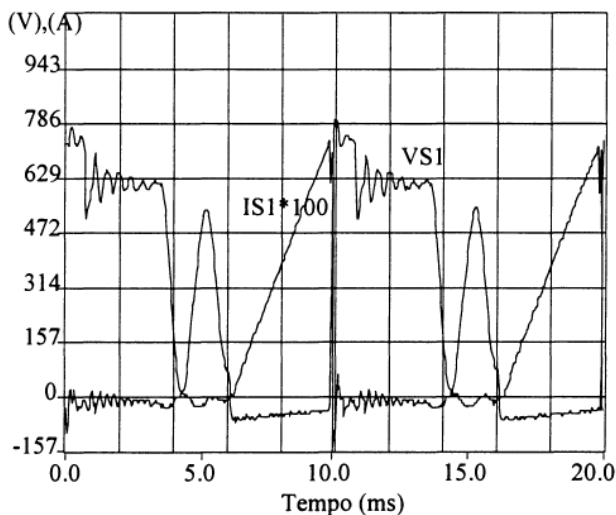


Fig. 15 - Tensão e corrente na chave.

Para visualização da descontinuidade da corrente no conversor mostra-se, na Fig. 16, a superposição das correntes no Mosfet (i_{S1}) e no Diodo de Saída (i_{D1}). Nesta figura percebe-se uma alta corrente no Diodo de Saída (D1), que tende a se agravar para tensões menores na saída.

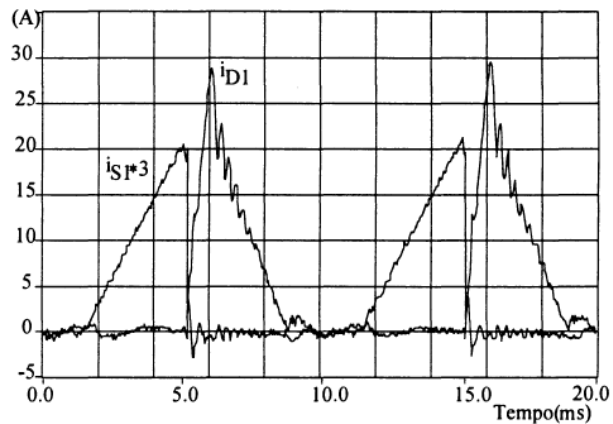


Fig. 16 - Corrente em D_1 e S_1 .

A curva experimental do rendimento da estrutura é apresentada na Fig. 17, ficando entre 60% e 80% com uma variação de carga de 25% a 100%. A performance do conversor poderia ser melhorada implementando-se alguma técnica de auxílio a comutação não dissipativa, o que não era o enfoque deste estudo.

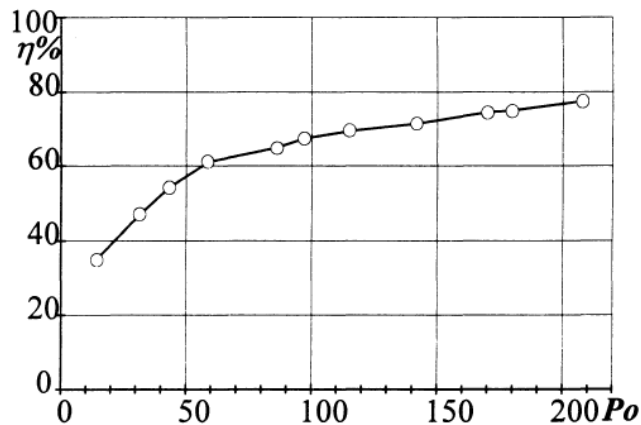


Fig. 17 - Rendimento.

As características de saída experimental e teórica foram confrontadas, conforme Fig. 18, apresentando formas idênticas.

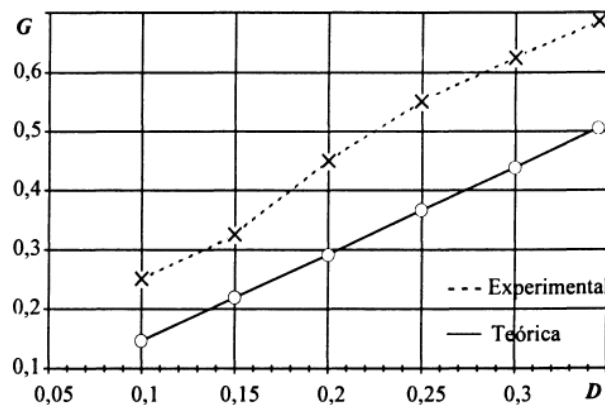


Fig. 18 - Característica de saída.

VI. CONCLUSÕES

O principal objetivo deste trabalho foi o de verificar as características do conversor Zeta para aplicações em correção de fator de potência e compará-las com as do conversor Flyback.

Baseado nos resultados teóricos e experimentais, obtidos com o protótipo, pode-se concluir o seguinte:

- Quando opera no modo de condução descontínua, comandado por um circuito integrado PWM convencional, o conversor Zeta produz uma corrente de entrada proporcional a tensão da rede de uma forma similar ao conversor Flyback, sem harmônicas de baixa ordem nem deslocamento.

- A operação no modo de condução contínua também é possível, tendo-se que implementar uma correção ativa do fator de potência.

- Como o conversor Flyback, o conversor Zeta proporciona isolamento, alto fator de potência, auto-proteção contra sobrecarga e curto-circuito, limitação da corrente de partida e regulação da tensão de saída utilizando-se apenas uma chave controlada.

- O conversor Flyback possui estrutura topológica mais simples, o que lhe assegura maior rapidez de resposta.

- A principal característica favorável ao conversor Zeta reside no fato de ele mesmo com operação em condução descontínua, ser capaz de fornecer corrente de alta qualidade na saída, podendo ser aplicado para carregamento de baterias, o que não ocorre para o conversor Flyback.

VII. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] H. Endo, T. Yamashita and T. Sugiura, "A High-Power-Factor Buck Converter", *IEEE PESC'93 Reference Records*, pp. 1071 - 1076, junho de 1993.
- [2] N. Mohan, T. M. Undeland and R. J. Ferrara, "Sinusoidal Line Rectification with a 100kHz B-SIT Step-up Converter", *IEEE APEC'84 Reference Recerds*, pp. 92 - 98, 1984.
- [3] M. J. Kocher and R. L. Steigerwald, "An AC to DC Converter With High Power Quality Input Waveforms", *IEEE PESC'82 Reference Records*, pp. 63 - 75, 1982.
- [4] H. Le-Huy, J. P. Ferriewx and E. Toutain, "An AC-DC Converter With Low-Harmonics Input Current", *Second European Conference on Power Electronics and Applications*, pp. 1201 - 1207, 1987.
- [5] C. A. Canesin and I. Barbi, "A Unity Power Factor Multiple Isolated Outputs Switching Mode Power Suply Using a Simple Switch", *IEEE APEC'91 Reference Records*, pp. 430 - 436, 1991.
- [6] A. Péres, D. C. Martins and I. Barbi, "Zeta Converter Applied in Power Factor Correction", *IEEE PESC'94*

Reference Records, pp. 1152 - 1157, vol. II, junho de 1994.

- [7] D. C. Martins, "Programa de Simulação de Conversores Estáticos", *Programa registrado na Secretaria de Política de Informática e Automação - Coordenação Geral de Software, Serviços e Aplicações da Informática*, nº do cadastro: 33483-9, nº do processo: 3698/97-9, versão 0.1, abril de 1994.

VIII. DADOS BIOGRÁFICOS

Adriano Péres, nasceu em Biguaçu, SC, em 18 de maio de 1969. Formou-se em Engenharia Elétrica na Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC) em maio de 1992, onde também obteve, em dezembro de 1993, o título de Mestre em Engenharia Elétrica. Atualmente é Professor do Quadro, na matéria de Eletrônica de Potência, da Universidade Regional de Blumenau (FURB), Blumenau, SC. Sua área de interesse compreende fontes de alimentação, correção ativa de fator de potência e acionamento elétrico. É membro da SOBRAEP desde 1993.

Denizar Cruz Martins, nasceu em São Paulo, SP, em 24 de abril de 1955. Obteve o título de Engenheiro Eletricista e de Mestre em Engenharia Elétrica na Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC), em 1978 e 1981 respectivamente, e o título de Doutor no Instituto Nacional Politécnico de Toulouse, França, em 1986. Atualmente é Professor Titular do Departamento de Engenharia Elétrica da UFSC. Sua área de interesse compreende conversores de alta frequência, correção de fator de potência e simulação de conversores estáticos.

Ivo Barbi, nasceu em Gaspar, SC, em 1949. Obteve o título de Engenheiro Eletricista e de Mestre em Engenharia Elétrica na Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC), em 1973 e 1976 respectivamente, e o título de Doutor Engenheiro no Instituto Nacional Politécnico de Toulouse, França, em 1979. Em 1979 fundou o que é hoje o Instituto de Eletrônica de Potência (INEP) do Departamento de Engenharia Elétrica da UFSC. O Prof. Ivo é *Senior Member* do IEEE e Editor Associado da Revista *IEEE Transactions on Industry Applications*. É autor de dois livros, um em Eletrônica de Potência e outro em Teoria Fundamental do Motor de Indução, e tem publicados mais de 150 artigos na área de conversores estáticos e acionamentos elétricos. Várias dessas publicações foram na Europa, Japão e EUA. O Prof. Ivo também tem desenvolvido cooperações com indústrias e tem orientado mais de 50 dissertações de mestrado e várias teses de doutorado. Sua área de interesse inclui modelagens, projetos e aplicações de conversores em alta frequência com correção do fator de potência a frequência constante.