

## 6. CONVERSORES ĆUK, SEPIC E ZETA COMO PFP

O emprego destes conversores como pré-reguladores de fator de potência apresenta as seguintes vantagens:

- Emula uma carga resistiva quando opera com frequência e ciclo de trabalho fixos (quando operando no modo descontínuo);
- Baixa ondulação de corrente de entrada mesmo em condução descontínua (Ćuk e SEPIC);
- Larga faixa de tensão de saída (abaixador-elevador de tensão);
- Pequena corrente de partida devido à posição do capacitor de acoplamento (C1);
- Transistor com emissor (*source*) aterrado, facilitando acionamento (Ćuk e SEPIC);
- Facilidade de isolamento entre entrada e saída.

Como desvantagens:

- Maiores esforços de corrente e de tensão sobre os componentes;
- Maior número de componentes.

### 6.1 Conversor Ćuk com entrada CC

A figura 6.1 mostra o conversor Ćuk com entrada CC. Nota-se, em relação às topologias estudadas anteriormente, a existência de um indutor e um capacitor a mais. Como no abaixador-elevador já visto, neste caso também ocorre uma inversão na polaridade da tensão de saída. A transferência de energia da entrada para a saída é feita por meio do capacitor C1.

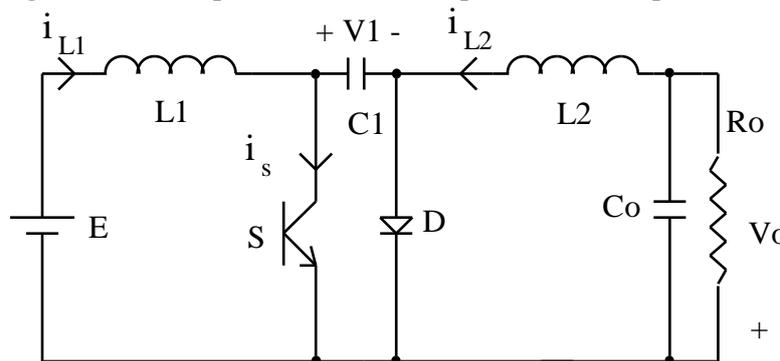


Figura 6.1 Conversor Ćuk com entrada CC

A tensão média sobre C1 é a soma das tensões de entrada e de saída. Assim, é esta a tensão que os interruptores devem suportar. A presença de uma indutância na entrada e uma na saída faz com que ambas correntes não sejam recortadas.

Durante a condução do transistor, a corrente cresce por ambas as indutâncias. Ao final do ciclo de trabalho, as correntes passam a circular pelo diodo.

A figura 6.2 mostra formas de onda típicas nos modos de condução contínuo e descontínuo.

Do balanço de tensões sobre as indutâncias pode-se obter a característica de transferência estática. Para condução contínua tem-se a equação (6.1), na qual se nota que para larguras de pulso inferiores a 50% o circuito funciona como abaixador de tensão e acima de 50%, como elevador:

$$V_o = E \cdot \frac{\delta}{1 - \delta} \quad (6.1)$$

No caso descontínuo, a característica estática é:

$$V_o = E \cdot \frac{\delta}{1 - \delta - \frac{t_x}{T}} = E \cdot \frac{\delta}{\delta_2}, \text{ onde } \delta_2 = \frac{t_2}{T} \quad (6.2)$$

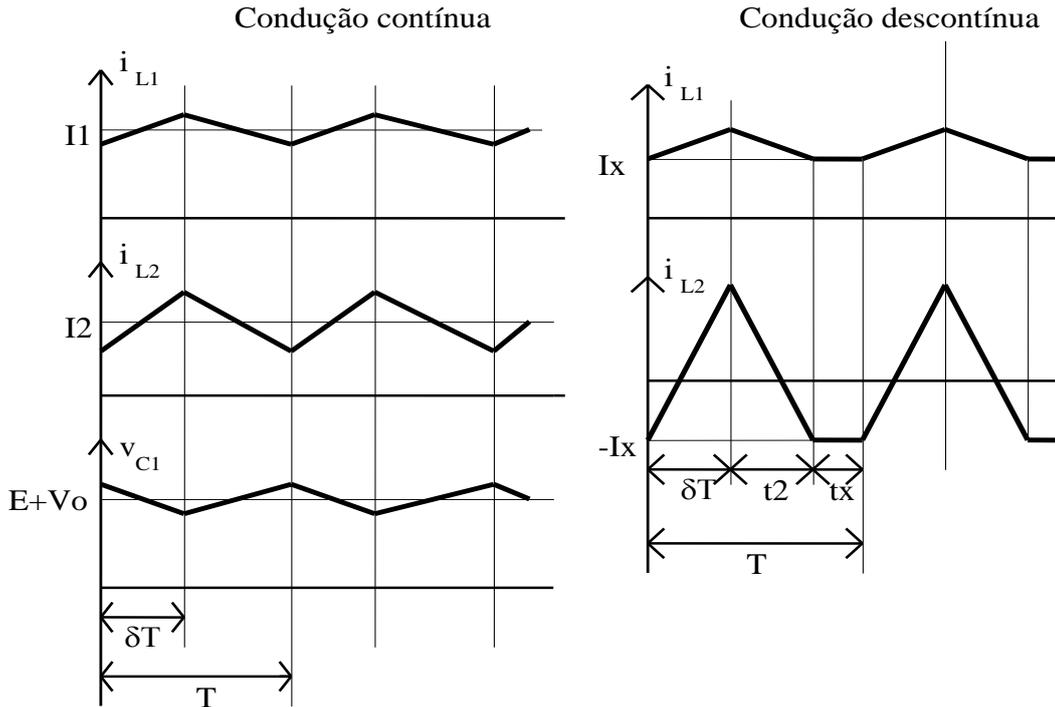


Figura 6.2. Formas de onda do conversor Ćuk em condução contínua e descontínua

O comportamento importante no modo de condução descontínuo é que as correntes por L1 e L2 não se anulam, mas sim assumem o mesmo valor. Na figura 6.2, durante a condução do diodo, a corrente por L2 se inverte. Enquanto ela for menor (em valor absoluto) do que a corrente por L1, ainda existe corrente pelo diodo. Quando ambas se igualam, o diodo deixa de conduzir (sob corrente nula). Uma vez que a soma das tensões na malha externa do circuito é zero, não há diferença de potencial sobre as indutâncias e a corrente permanece constante. Quando o transistor entrar em condução, o fará também sob corrente nula.

## 6.2 Conversor SEPIC com entrada CC

O conversor SEPIC tem as mesmas características estáticas do conversor Ćuk, apresentando também as mesmas formas de onda de corrente mostradas na figura 6.2. As tensões sobre os interruptores também têm o mesmo valor, ou seja, as chaves devem suportar a soma das tensões de entrada e de saída. O capacitor C1, no entanto, deve suportar apenas a tensão de entrada. Neste conversor a corrente de saída é recortada. A figura 6.3 mostra o conversor.

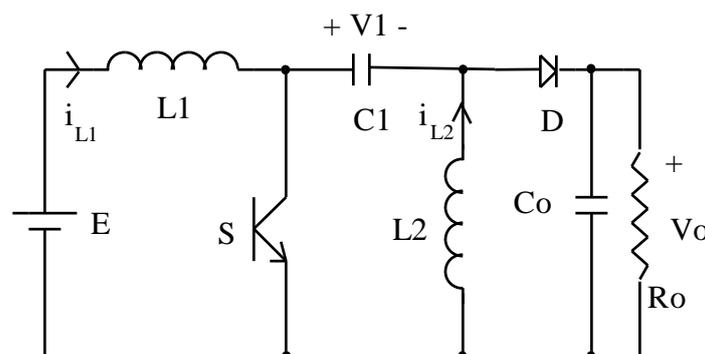


Figura 6.3. Conversor SEPIC com entrada CC.

### 6.3 Conversor Zeta com entrada CC

O conversor Zeta, cuja topologia está mostrada na figura 6.4, também possui uma característica abaixadora-elevadora de tensão. Na verdade, a diferença entre este conversor, o Ćuk e o SEPIC é apenas a posição relativa dos componentes.

Aqui a corrente de entrada é sempre descontínua (como no conversor abaixador-elevador de tensão visto anteriormente) e a de saída é contínua. A transferência de energia se faz via capacitor. A operação no modo descontínuo também se caracteriza pela inversão do sentido da corrente por uma das indutâncias. A posição do interruptor permite uma natural proteção contra sobrecorrentes. A tensão a ser suportada pelo transistor e pelo diodo é igual a  $V_o + E$ .

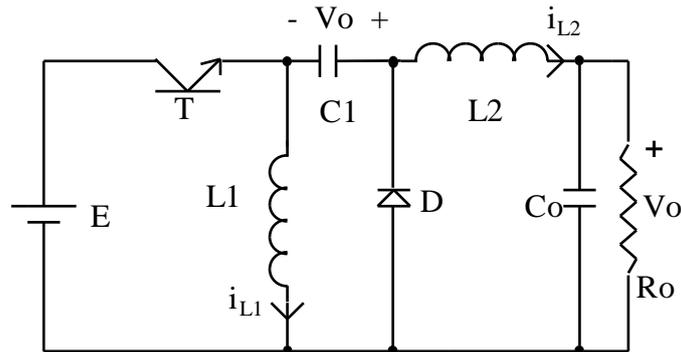


Figura 6.4 Topologia do conversor Zeta.

### 6.4 Conversores Ćuk, SEPIC e Zeta isolados com entrada CC

A introdução de isolamento nestes conversores é muito simples. A figura 6.5 mostra o conversor Ćuk e a figura 6.6, o SEPIC e a figura 6.7, o Zeta. No conversor Ćuk o elemento magnético comporta-se efetivamente como um transformador, uma vez que a corrente média por ambos os enrolamentos é nula, o que é garantido pela presença dos capacitores em série, de modo que não é necessário entreferro no transformador. Já para os conversores SEPIC e Zeta isto não ocorre. No SEPIC circula corrente pelo “secundário” apenas quando o diodo conduz, e seu valor médio, portanto, não é nulo. Isto ocorre no conversor Zeta em relação à corrente do primário.

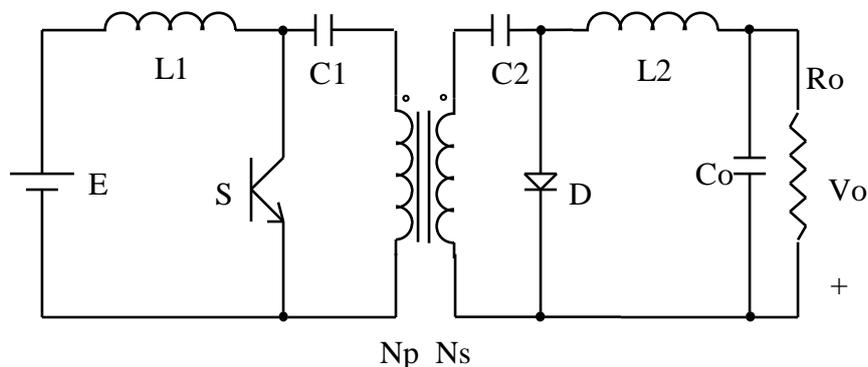


Figura 6.5. Conversor Ćuk isolado.

No conversor Ćuk, a tensão no capacitor  $C_2$  é igual à tensão de saída e sobre  $C_1$  tem-se a tensão de entrada. O transistor deve suportar uma tensão igual à soma da tensão de entrada com a tensão de saída refletida ao primário. As formas de onda de corrente mostradas na figura 6.2 continuam válidas.

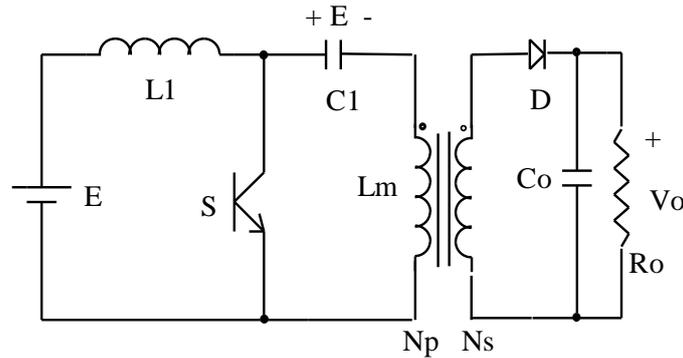


Figura 6.6 Conversor SEPIC isolado.

No conversor SEPIC, o elemento magnético pode ser dimensionado de modo que a própria indutância de magnetização seja a indutância L2, reduzindo o número de componentes. Note que existe acúmulo de energia no “primário”.

Também para o conversor Zeta a indutância L1 pode ser a própria indutância de magnetização do transformador.

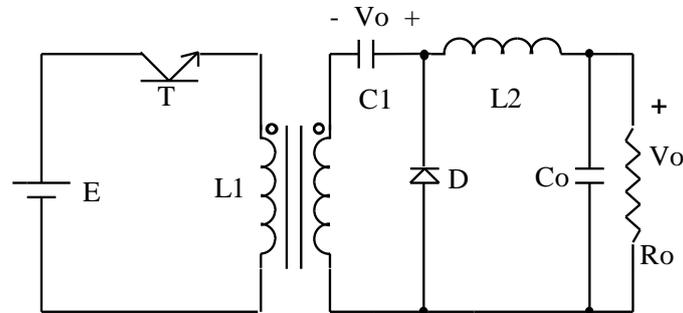


Figura 6.7 Conversor Zeta isolado.

## 6.5 Conversor Ćuk como PFP

### 6.5.1 Operação no modo de condução descontínua

A figura 6.8 mostra o conversor Ćuk operando como pré-regulador de fator de potência [6.1]. Neste modo de funcionamento o circuito opera com frequência e ciclo de trabalho constantes (modulação por largura de pulso).

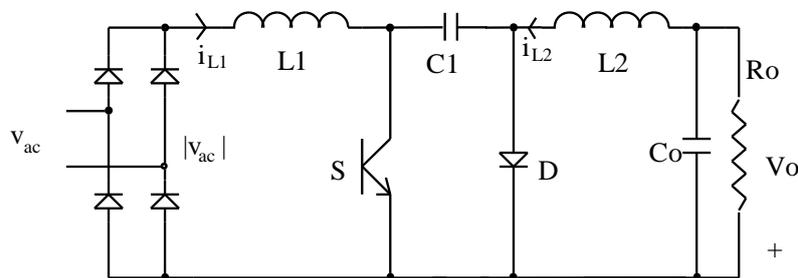


Figura 6.8 Conversor Ćuk como PFP

Conforme definido pela equação (6.2) para o caso de alimentação CC, a característica estática no modo de condução descontínua é:

$$\frac{V_o}{E} = \frac{\delta}{\delta_2}$$

Ampliando este resultado para o caso de entrada CA, nota-se que o intervalo normalizado  $\delta_2$  torna-se variante no tempo, e sua duração depende do valor instantâneo da tensão de entrada:

$$M' = \frac{V_o}{|v_{ac}|} = \frac{V_o}{V_p \cdot |\sin(\omega t)|} = \frac{\delta}{\delta_2(t)} \quad (6.3)$$

As correntes médias de entrada e de saída em cada período de chaveamento são:

$$\bar{i}_{L1}(t) = \frac{v_{ac}(t)}{2 \cdot L_1} \cdot \delta \cdot T \cdot (\delta + \delta_2(t)) + I_x(t) \quad (6.4)$$

$$\bar{i}_{L2}(t) = \frac{v_{ac}(t)}{2 \cdot L_2} \cdot \delta \cdot T \cdot (\delta + \delta_2(t)) - I_x(t) \quad (6.5)$$

A soma destas duas correntes é dada por:

$$\bar{i}_{L1} + \bar{i}_{L2} = \frac{v_{ac}(t)}{2 \cdot L_e} \cdot \delta^2 \cdot T \cdot \left(1 + \frac{v_{ac}(t)}{V_o}\right) \quad (6.6)$$

$L_e$  é a indutância equivalente do circuito, dada por:

$$L_e = \frac{L_1 \cdot L_2}{L_1 + L_2}$$

Do balanço de potências (supondo eficiência de 100%), calculado em cada ciclo de chaveamento, tem-se que a relação entre as correntes é:

$$\frac{\bar{i}_{L1}(t)}{\bar{i}_{L2}(t)} = \frac{\delta}{\delta_2(t)} \quad (6.7)$$

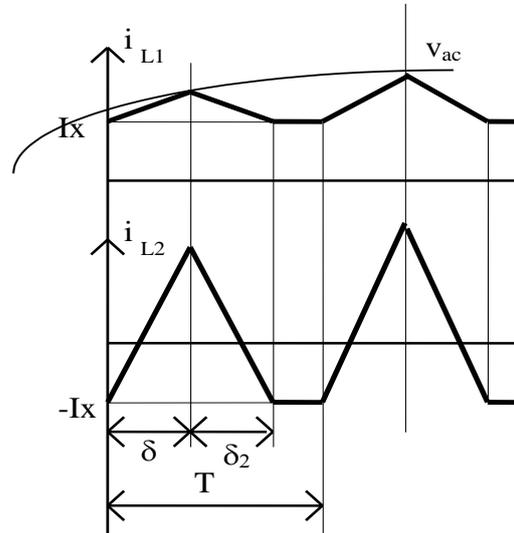
Substituindo (6.7) em (6.6) tem-se:

$$\bar{i}_{L1}(t) = \frac{\delta^2 \cdot T}{2 \cdot L_e} \cdot |v_{ac}(t)| \quad (6.8)$$

De (6.8) tem-se que a corrente de entrada, para frequência e largura de pulso fixas, segue a forma de onda da tensão de entrada, donde se conclui que este conversor, operando no modo descontínuo, emula uma carga resistiva, funcionando como pré-regulador de fator de potência.

A amplitude desta onda senoidal que representa a corrente média calculada em cada ciclo de chaveamento é:

$$I_{L1} = \frac{V_p \cdot T \cdot \delta^2}{2 \cdot L_e} \quad (6.9)$$



### 6.5.2 Limite de operação no modo descontínuo

Estando tensão e corrente na entrada em fase, a potência de entrada é dada pelo produto dos respectivos valores RMS. Esta potência é igual à potência de saída.

$$P_i = \frac{V_p \cdot I_{L1}}{2} = \frac{V_p^2 \cdot \delta^2 \cdot T}{4 \cdot L_e} = P_o = \frac{V_o^2}{R_o} \quad (6.10)$$

De (6.10) tem-se:

$$M \equiv \frac{V_o}{V_p} = \frac{\delta}{2} \cdot \sqrt{\frac{R_o \cdot T}{L_e}} = \frac{1}{\alpha} \quad (6.11)$$

Substituindo (6.11) em (6.3) tem-se:

$$M' \equiv \frac{V_o}{V_p \cdot |\sin(\omega t)|} = \frac{\delta}{2 \cdot |\sin(\omega t)|} \cdot \sqrt{\frac{R_o \cdot T}{L_e}} = \frac{\delta}{\sqrt{K}}$$

O parâmetro K é descrito por:

$$K = 2 \cdot K_e \cdot \sin^2(\omega t) \quad , \quad \text{onde } K_e = \frac{2 \cdot L_e}{R_o \cdot T} \quad (6.12)$$

Demonstra-se [6.4] que ocorre operação no modo descontínuo se:

$$K_e < \frac{1}{2 \cdot (M+1)^2} \quad (6.13)$$

$$K_{e_{MAX}} = \frac{2 \cdot L_e}{R_{o_{MIN}} \cdot T} \quad (6.14)$$

De (6.13) e (6.14) determina-se a máxima indutância equivalente que permite operação no modo descontínuo.  $M_{max}$  é o valor de M para a mínima tensão de pico de entrada.

$$L_{e_{MAX}} < \frac{R_{o_{MIN}} \cdot T}{4 \cdot (1 + M_{max})^2} \quad (6.15)$$

O valor do termo  $I_x$  é dado por:

$$I_x = \frac{\delta^2 \cdot T \cdot v_{ac}(\omega t)}{2 \cdot L_1} \cdot \left[ \frac{L_1}{L_2} - \alpha \right] \quad (6.16)$$

Note-se que a corrente  $I_x$  também segue um comportamento igual ao da tensão de entrada.

Dada a presença do retificador,  $i_{L1}$  não pode se inverter ( $I_x > 0$ ), logo, a operação no modo descontínuo só pode ocorrer quando a corrente por L2 se inverte [6.3]. De (6.16) obtém-se uma relação entre L1 e L2 que permite operação no modo descontínuo e faz inverter a corrente por L2:

$$L_1 > \frac{L_2}{M} \quad (6.17)$$

A inequação (6.17) é a condição limite em que (6.8) é válida.

Um vínculo que permite determinar as indutâncias pode ser obtido definindo-se a ondulação de corrente admissível na entrada:

$$\Delta I_{L1} = \frac{v_{ac} \cdot \delta \cdot T}{L_1} \quad (6.18)$$

Dividindo-se (6.18) por (6.8) tem-se a ondulação relativa (que pode ser um parâmetro de projeto) que permite, juntamente com a definição da indutância equivalente, a obtenção de L1 e de L2:

$$\frac{\Delta I_{L1}}{\bar{i}_{L1}} = \frac{2 \cdot L_2}{\delta \cdot (L_1 + L_2)} \quad (6.19)$$

Para efeitos de filtragem da frequência de comutação, a indutância  $L_1$  pode ser colocada tanto no lado CC (após o retificador) como no lado CA, junto à entrada. A figura 6.9 mostra o resultado de simulação de um conversor Ćuk como PFP. Observe-se na figura que a componente pulsada da corrente sobrepõe-se a uma componente que também segue a forma de onda da tensão e que é a corrente definida anteriormente como  $I_x$ . A amplitude dos pulsos de corrente depende das indutâncias utilizadas.

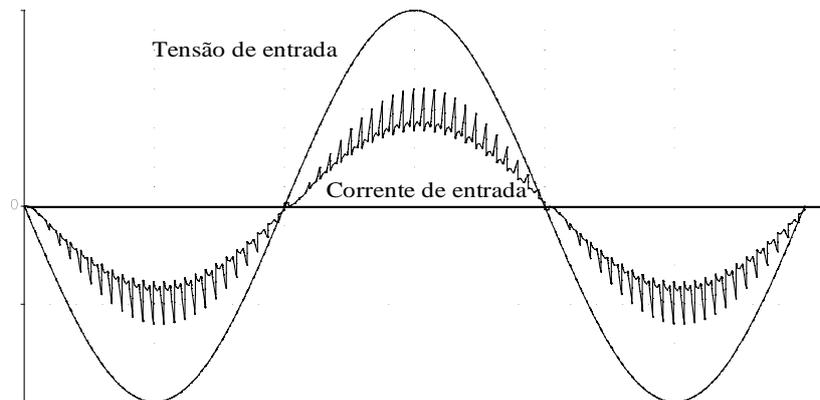


Figura 6.9 Corrente e tensão de entrada em conversor Ćuk como PFP, em condução descontínua.

### 6.5.3 Considerações sobre os capacitores C1 e Co

O capacitor C1 é escolhido de modo a apresentar uma baixa ondulação de tensão na frequência de chaveamento, no entanto, deve ser pequeno o suficiente para acompanhar a variação da tensão de entrada. Seu valor tem grande influência sobre a corrente de entrada. As ressonâncias entre C1 e L1 e L2 devem ser numa frequência muito maior do que a da rede, a fim de evitar oscilações na corrente de linha. Por outro lado, as mesmas ressonâncias devem ser em frequência bem menor do que a frequência de chaveamento, para manter o funcionamento como PFP.

As figuras 6.10 e 6.11 mostram a corrente de entrada para valores inadequados de C1. Em 6.10 tem-se uma capacitância muito elevada. Note-se que existe um tempo morto no qual não há corrente na entrada, uma vez que o capacitor não se descarrega totalmente.

Com um valor muito pequeno, a tensão neste capacitor varia muito durante o período de chaveamento, de modo que, durante a condução do diodo, sua tensão cresce rapidamente, dificultando a absorção da energia contida em L1. Com isso a corrente nesta indutância não consegue acompanhar a variação da tensão de entrada, como se vê na figura 6.11.

O capacitor de saída,  $C_o$ , deve ser suficientemente grande para armazenar a energia necessária à carga, uma vez que a energia proveniente da entrada varia ciclicamente, enquanto a de saída é, tipicamente, constante.

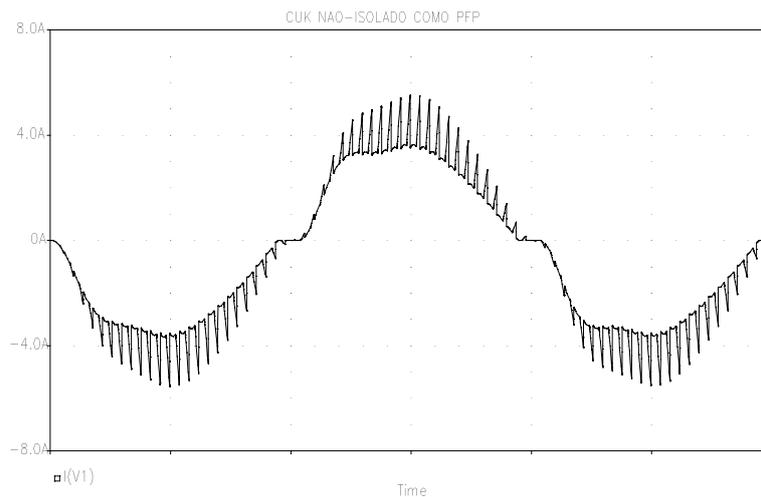


Figura 6.10 Corrente de entrada com capacitor C1 com valor muito elevado.

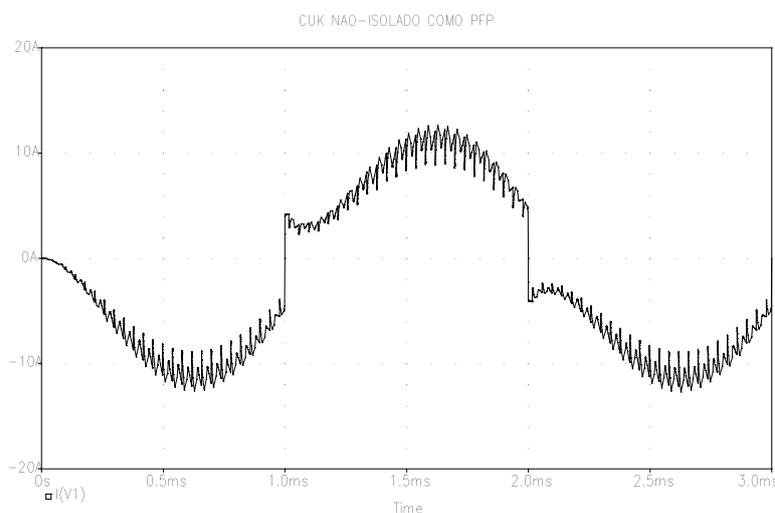


Figura 6.11 Corrente de entrada com capacitor C1 de baixo valor.

#### 6.5.4 O controle do conversor

A banda passante da malha de controle da tensão de saída deve ser muito inferior a 120 Hz, de modo que não ocorra alteração na largura de pulso durante cada semi-ciclo da rede (o que alteraria a forma da corrente absorvida).

Como o controle é feito a frequência fixa e por MLP, circuitos integrados usados em conversores CC-CC podem ser empregados sem qualquer necessidade de circuitos adicionais.

### 6.5.5 Conversor Ćuk com transformador

A figura 6.12 mostra o conversor Ćuk isolado, como PFP. Neste caso o capacitor C2 apresenta uma tensão constante igual à tensão de saída, enquanto em C1 tem-se uma tensão média que acompanha a tensão de entrada (senóide retificada).

A operação no modo descontínuo não traz problemas quanto à saturação do núcleo do transformador, uma vez que, a cada ciclo de chaveamento, ocorre a desmagnetização do mesmo.

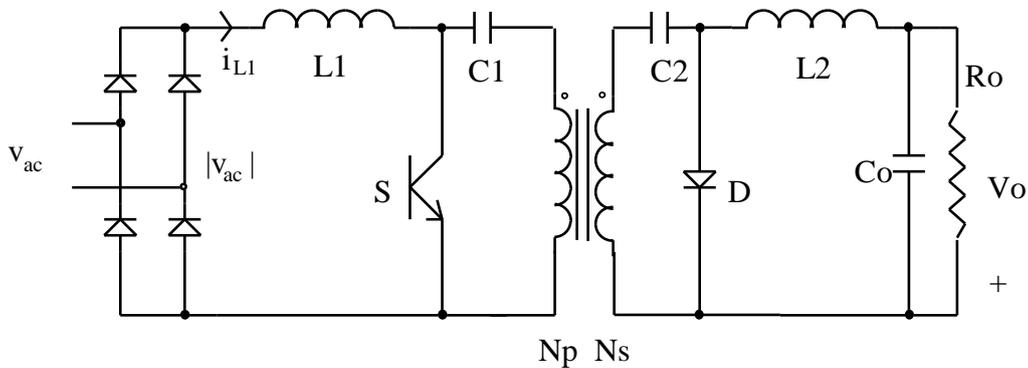


Figura 6.12 Conversor Ćuk isolado, operando como PFP.

Neste caso, algumas das equações apresentadas anteriormente são alteradas, uma vez que os componentes do secundário refletem-se no primário, ponderados pelo quadrado da relação de espiras ( $n=N_s/N_p$ ).

A indutância equivalente é:

$$L_e = \frac{L_1 \cdot L_2}{n^2 \cdot L_1 + L_2} \quad (6.20)$$

As equações (6.17) e (6.19) são reescritas como:

$$L_1 > \frac{L_2}{n \cdot M} \quad (6.21)$$

$$\frac{\Delta I_{L1}}{\bar{i}_{L1}} = \frac{2 \cdot L_2}{\delta \cdot (n^2 \cdot L_1 + L_2)} \quad (6.22)$$

### 6.5.6 Não idealidades que causam distorção na forma de onda

Idealmente, quando operando no modo descontínuo, este conversor emula uma carga resistiva. Logo, o fator de potência, considerando a corrente média de entrada (filtrada das componentes de alta frequência) é unitário.

No entanto, duas não idealidades, inerentes a qualquer topologia de conversor CC-CC utilizado como PFP, estão presentes também aqui. Elas são: o "atraso" na corrente quando a tensão cruza o zero e a ondulação da corrente de entrada.

O "atraso" observado na corrente é devido à limitada taxa de crescimento da corrente quando a tensão de entrada é muito baixa. Isto pode ser contornado com o uso de indutâncias L1 relativamente baixas.

Por outro lado, indutâncias de baixo valor elevam a ondulação da corrente, implicando em maiores níveis de IEM conduzida, solicitando filtros mais eficientes.

A figura 6.13 mostra formas de onda em um protótipo de 250 W, indicando claramente o "atraso" na corrente. Mesmo com as distorções observadas, o fator de potência medido foi de 0,98.

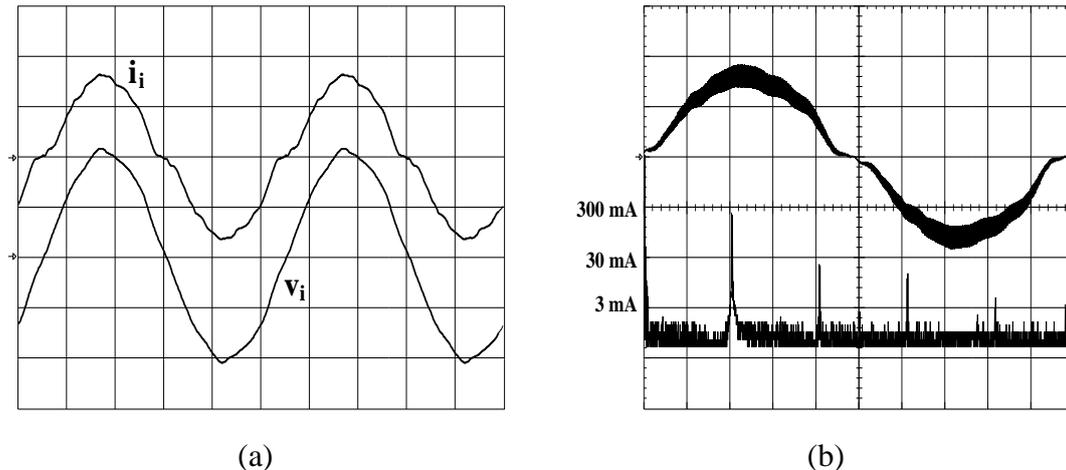


Figura 6.13 (a) Corrente (filtrada) e tensão de entrada.  
(b) Corrente de entrada, não filtrada, e seu espectro em alta frequência (25kHz/div).

### 6.5.7 Operação no modo contínuo

É também possível utilizar este conversor operando no modo contínuo. Neste caso é necessário empregar um CI de controle do tipo utilizado nos conversores elevadores de tensão, quando operando com controle da corrente média (figura 6.10).

Na versão isolada é necessário um cuidado adicional para evitar a saturação do núcleo do transformador. Uma vez que a largura de pulso é modificada em função do valor da tensão de entrada, e que o intervalo no qual a tensão de saída é aplicada ao transformador varia complementarmente, a condição para que se consiga manter o balanço de tensões é que a tensão presente no capacitor C1 (que é efetivamente aplicada ao enrolamento primário) siga exatamente a variação da tensão de entrada (retificada) [6.5].

A figura 6.14 mostra resultados experimentais de um conversor operando no modo contínuo. O fator de potência medido foi de 0,99. As distorções nas proximidades do cruzamento com o zero já foram discutidas anteriormente e aplicam-se também para este modo de funcionamento.

A THD medida é inferior a 10%. O espectro (baixa frequência) da corrente está mostrado também na figura 6.14. A presença significativa da quinta harmônica deve-se à distorção normalmente presente na tensão de alimentação.

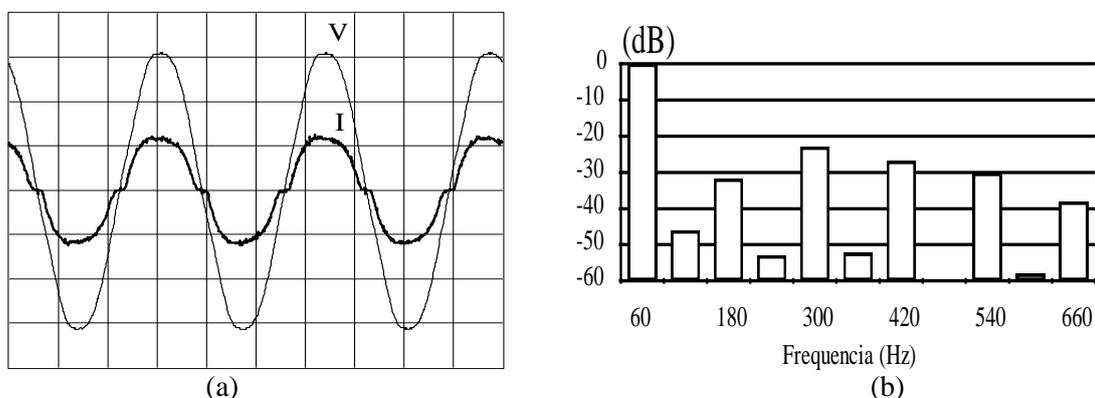


Figura 6.14 Conversor Ćuk operando no MCC: (a) Tensão (50 V/div.) e corrente de linha (5 A/div.). Horiz.: 5 ms/div. (b) Espectro da corrente de entrada.

### 6.6 Conversor SEPIC como PFP

A figura 6.15 mostra um conversor SEPIC isolado, funcionando como PFP. A indutância de magnetização do transformador faz as vezes da indutância  $L_2$ . A operação no modo descontínuo não implica em aumento da ondulação da corrente de entrada, pelas mesmas razões já descritas para o conversor Ćuk. Este conversor também emula, idealmente, uma carga resistiva, apresentando um fator de potência unitário caso se considere a corrente média de entrada (filtrada das altas frequências).

Algumas equações se modificam em função da indutância  $L_2$  encontrar-se no lado do primário do transformador. Assim como no conversor Ćuk, para efeitos de filtragem da frequência de comutação, a indutância  $L_1$  pode ser colocada tanto no lado CC (após o retificador) como no lado CA, junto à entrada. A indutância equivalente é:

$$L_e = \frac{L_1 \cdot L_2}{L_1 + L_2} \quad (6.23)$$

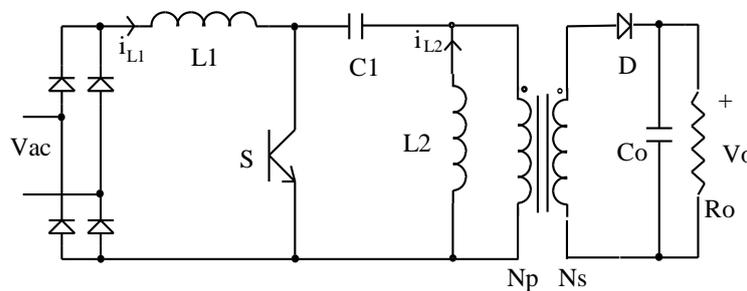


Figura 6.15 Conversor SEPIC isolado operando como PFP

A indutância limite de entrada, que garante uma corrente  $I_x$  positiva é:

$$L_1 > \frac{L_2}{n \cdot M} \quad (6.24)$$

A ondulação relativa de corrente será:

$$\frac{\Delta I_{L1}}{\bar{i}_{L1}} = \frac{2 \cdot L_2}{\delta \cdot (L_1 + L_2)} \quad (6.25)$$

Também para este caso são válidas as considerações sobre a operação nos modos de condução contínua e descontínua.

### 6.7 Conversor Zeta como PFP

O conversor Zeta operando como PFP [6.6] está indicado na figura 6.16. Note que seu estágio de entrada é idêntico ao do conversor *flyback*. No entanto, o comportamento na descontinuidade é como nos conversores Ćuk e SEPIC, ou seja, a corrente inverte de sentido em uma das indutâncias ( $L_2$  ou  $L_m$  - indutância de magnetização do transformador).

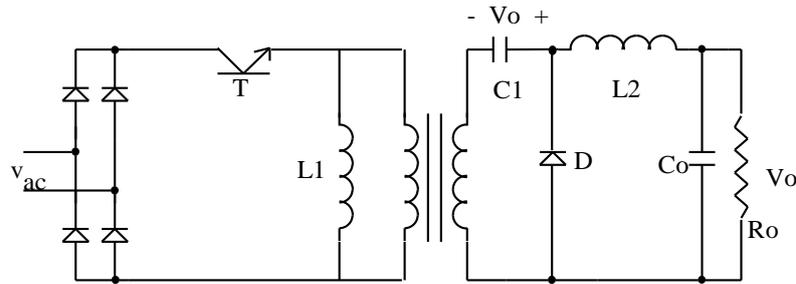


Figura 6.16 Conversor Zeta (isolado) como PFP (sem filtro de entrada).

Quando operando no modo descontinuo, ao ser ligado o transistor, sua corrente, que é a própria corrente de entrada, parte sempre do zero e cresce a um valor de pico proporcional ao valor instantâneo da tensão de entrada e à largura de pulso. A corrente média de entrada também obedecerá a uma lei senoidal, de onde se conclui que o conversor emula uma carga resistiva levando, idealmente, a um fator de potência unitário (considerando a corrente média de entrada, já filtrada das componentes de alta frequência produzidas pelo chaveamento).

Diferentemente do que ocorre com o conversor Ćuk e SEPIC, no caso do zeta o capacitor intermediário fica submetido a uma tensão CC igual à tensão de saída, ou seja, sobre ele não se observa uma componente CA proveniente da tensão retificada. Isso torna mais simples o dimensionamento do conversor como PFP, uma vez que a variação de tal capacitância afeta apenas a ondulação da corrente em alta frequência e não a forma de onda da entrada. A efetiva filtragem, no entanto, exige a inclusão de um capacitor junto ao retificador, de modo a reduzir a exigência de maior indutância na entrada.

A figura 6.17 mostra as formas de onda relativas à operação no MCD. Na figura 6.18 tem-se detalhes das correntes nos indutores e no diodo do conversor, comprovando a operação no MCD.

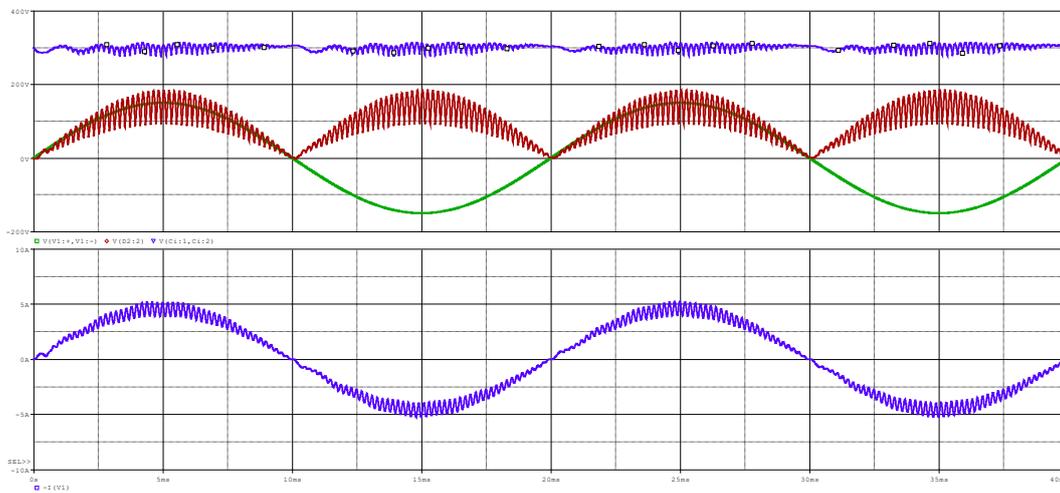


Figura 6.17. Conversor Zeta operando como PFP no MCD. De cima para baixo: Tensão no capacitor intermediário (azul), Tensão no capacitor na saída do retificador (vermelho), tensão da fonte (verde), corrente na fonte (azul).

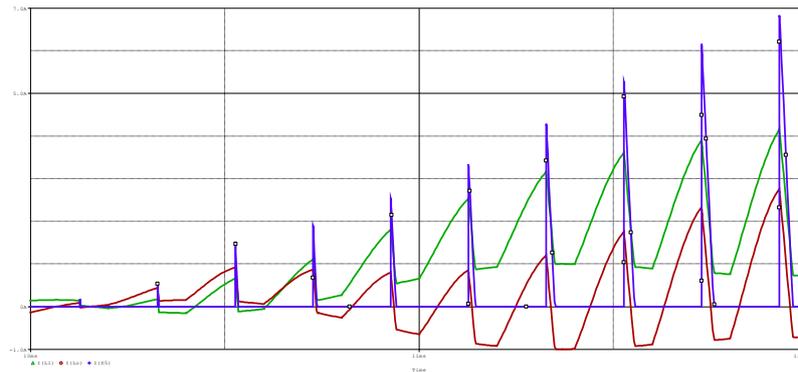


Figura 6.18. Detalhe das correntes nos indutores e no diodo, indicando operação no modo de condução descontínua.

## 6.8 Referências Bibliográficas

- [6.1] M. Brkovic and S. Čuk: "Input Current Shaper using Čuk Converter". Proc. of INTELEC '92, Washington, USA, 1992, pp. 532-539.
- [6.2] S. Čuk: "Discontinuous Inductor Current Mode in the Optimum Topology Switching Converter". IEEE PESC, Syracuse, NY, June 13-15, 1978, pp. 105-123.
- [6.3] D. S. L. Simonetti, J. Sebastián, F. S. dos Reis and J. Uceda: "Design Criteria for SEPIC and Čuk Converters as Power Factor Preregulator in Discontinuous Conduction Mode". Proc. of IECON '92, pp. 283-288.
- [6.4] J. Sebastián, J. A. Cobos, P. Gil and J. Uceda: "The Determination of the Boundaries Between Continuous and Discontinuous Conduction Modes in PWM DC-to-DC Converters Used as Power Factor Preregulators". Proc. of IEEE PESC '92, Toledo, Spain, June 1992, pp. 1061-1070.
- [6.5] G. Spiazzi and P. Mattavelli: "Design Criteria for Power Factor Preregulators Based on SEPIC and Čuk Converters in Continuous Conduction Mode". Proc. of IEEE IAS Annual Meeting, Denver, USA, Oct. 1994, pp. 1084-1089.
- [6.6] D. C. Martins, A. Peres and I. Barbi: "Zeta Converter with High Power Factor Operating in Discontinuous Conduction Mode". Proc. of 2<sup>nd</sup> COBEP, Uberlândia, MG, Dez. 1993, pp. 28-31.

**Exercício**

1. Simule o circuito abaixo, referente a um conversor zeta. Determine valores para as indutâncias internas ( $L_i$  e  $L_o$ ) para garantir funcionamento no MCD. A fonte tem 170 V de pico e 50 Hz. Inclua condições iniciais no capacitor (300 V) e no indutor  $L_o$  (1 A), de modo a simular o circuito em regime permanente. Altere os valores das indutâncias e verifique o impacto nas corrente de entrada.

