



## CONVERSOR CA-CC DE ESTÁGIO ÚNICO COM ELEVADO FATOR DE POTÊNCIA E ISOLAÇÃO EM ALTA FREQUÊNCIA EMPREGANDO O CONVERSOR SEPIC COM INTERRUPTORES NO LADO CA

Marcel Antonio Cardoso da Silva<sup>1</sup>, Marcos Paulo Hirth<sup>2</sup>, Flabio Alberto Bardemaker Batista<sup>3</sup>, Carlos Henrique Illa Font<sup>4</sup>

**Resumo:** Este artigo apresenta o estudo de uma fonte de alimentação de estágio único, empregando o conversor SEPIC em uma topologia alternativa, com interruptores controlados do lado CA. Esta topologia tem a característica de possuir um número menor de semicondutores em condução em suas respectivas etapas de operação. Operando no modo de condução descontínua, o conversor SEPIC drena uma corrente de entrada senoidal sem a necessidade de amostragem de corrente na entrada, simplificando o sistema de controle em malha fechada. O artigo apresenta uma análise teórica do conversor, equações para projeto do sistema de potência e resultados experimentais para uma fonte de alimentação com tensão de entrada de 127 V/60 Hz, tensão de saída de 60 V, potência de 250 W e frequência de comutação de 50 kHz.

**Palavras-chave:** Conversor CA-CC. Estágio único. Elevado fator de potência. SEPIC.

**Abstract:** *This paper presents the analysis of a single-phase single-stage switched-mode power supply based on a SEPIC converter with AC-side switches. The SEPIC converter with AC-side switches has the benefit of having fewer semiconductors in conduction in a switching period when compared with the traditional topology. When operating in discontinuous conduction mode, SEPIC converter has the characteristic of emulating a resistor behavior. Thus, the input current is sinusoidal without the need of a current control for imposes this shape. The theoretical analysis, a design methodology and experimental results from a 250 W converter are presented. The converter was designed for a 127 V of input voltage, 60 V of output voltage and switching frequency of 50 kHz.*

**Keywords:** AC-DC converter. Single-stage. High power factor. SEPIC.

<sup>1</sup> Acadêmico do Curso de Engenharia Eletrônica, *campus* Ponta Grossa, UTFPR <marcelantonio@gmail.com>.

<sup>2</sup> Mestrando em Engenharia Elétrica, *campus* Ponta Grossa, UTFPR <marcoshirth@hotmail.com>.

<sup>3</sup> Professor do Departamento Acadêmico de Eletrônica (DAELN), *campus* Florianópolis, IFSC <flabio@ifsc.edu.br>.

<sup>4</sup> Professor do Departamento de Eletrônica (DAELE), *campus* Ponta Grossa, UTFPR <illafont@utfpr.edu.br>.

### 1. INTRODUÇÃO

O aumento da demanda mundial por fontes de alimentação vem crescendo a cada ano. Segundo Bindra (2014), o crescimento do setor no ano de 2013 foi de aproximadamente 2,4%, incluindo fontes CA-CC e CC-CC.

Já para 2014, ainda segundo Bindra (2014), espera-se do mercado um crescimento em torno de 5% para fontes CA-CC e de 1% para fontes CC-CC. Esta análise ainda prevê que, para os próximos dois anos, o crescimento anual das vendas mundiais de fontes de alimentação fique em torno de 4%.

Tradicionalmente, as fontes de alimentação empregam dois estágios de conversão: uma conversão CA-CC (corrente alternada-corrente contínua) e uma conversão CC-CC (corrente contínua-corrente contínua) isolada em alta frequência (BARBI, 2014).

Para a conversão CA-CC, utiliza-se um retificador a diodos com filtro capacitivo ou, nos casos em que se faz necessário a correção do fator de potência, um retificador a diodos, seguido de um conversor CC-CC para realizar a correção do fator de potência; geralmente utiliza-se um conversor do tipo Boost.

Na conversão CC-CC isolada, os conversores do tipo Flyback, Forward, Push-Pull, Meia Ponte e Ponte Completa são os mais empregados. Cada um destes conversores é adequado para uma determinada faixa de potência (BARBI, 2014).

Fontes de alimentação com estágio único, utilizando um único conversor para realizar a conversão CA-CC com elevado fator de potência e isolamento galvânica em alta frequência, têm o atrativo de reduzir o número de componentes e, conseqüentemente, o custo e elevar a robustez da fonte de alimentação (CANESIN; BARBI, 1991).

Muitas topologias de conversores podem ser utilizadas em fontes de alimentação de estágio único, cada qual com sua aplicação ideal e com muitas variações de parâmetros. O conversor SEPIC é uma alternativa interessante para esta finalidade (CANESIN; BARBI, 1991).

O conversor SEPIC apresenta várias das características desejadas para uma fonte de alimentação como a isolamento galvânica em alta frequência, operação como pré-regulador de fator de potência, possibilidade de múltiplas saídas e controle da tensão de saída.

Quando operando no modo de condução descontínua (MCD), este conversor também apresenta vantagens já que o tamanho dos indutores pode ser reduzido e a corrente drenada da rede é naturalmente senoidal, sem a necessidade de um sistema de controle para impor que o conversor drene uma corrente com este formato. Ou seja, o conversor SEPIC CA-CC tem a característica de emular uma resistência elétrica (SIMONETI *et al.*, 1992) (SIMONETI; SEBASTIAN; UCEDA, 1997).

Neste trabalho, será utilizado um conversor SEPIC CA-CC operando no modo de condução descontínua em uma topologia alternativa para operar com uma fonte de alimentação de estágio único (HOU; ZHANG; LIU, 2011). Esta topologia alternativa emprega interruptores no lado CA (corrente alternada) e a ponte retificadora no lado

secundário do transformador. Entretanto, esta topologia apresenta um número menor de semicondutores em condução em cada etapa de operação.

Outras topologias de conversores SEPIC com essa característica são encontradas na literatura, porém estes conversores são não isolados (ISMAIL, 2009) (MAHDAVI; FARZANEHFARD, 2011) (SABZALI *et al.* 2011).

O trabalho apresentará o estudo teórico da topologia com etapas de operação e formas de onda, uma metodologia de projeto para os componentes de potência e os resultados experimentais de uma fonte de alimentação operando com 127 V de entrada, 60 V de saída, potência de 250 W e frequência de comutação de 50 kHz.

## 2. ANÁLISE TEÓRICA DA TOPOLOGIA PROPOSTA

A Figura 1 apresenta a topologia da fonte de alimentação de estágio único com o conversor SEPIC com dois interruptores conectados no lado CA da fonte de alimentação.

Observando a topologia alternativa pode-se concluir que as características do conversor SEPIC convencional foram mantidas mesmo com o aumento do número de interruptores. Tal característica não afetará o rendimento uma vez que em suas etapas de operação somente uma chave estará em condução por vez.

A topologia também apresenta um transformador que irá fazer a conversão CA-CC com isolamento em alta frequência e também uma ponte retificadora do lado da saída do conversor, que na topologia convencional está no lado da entrada.

A Figura 2 mostra as três etapas de operação do conversor em regime permanente. Estas etapas de operação são válidas para o semiciclo positivo da tensão da rede elétrica e consideram um período de comutação.

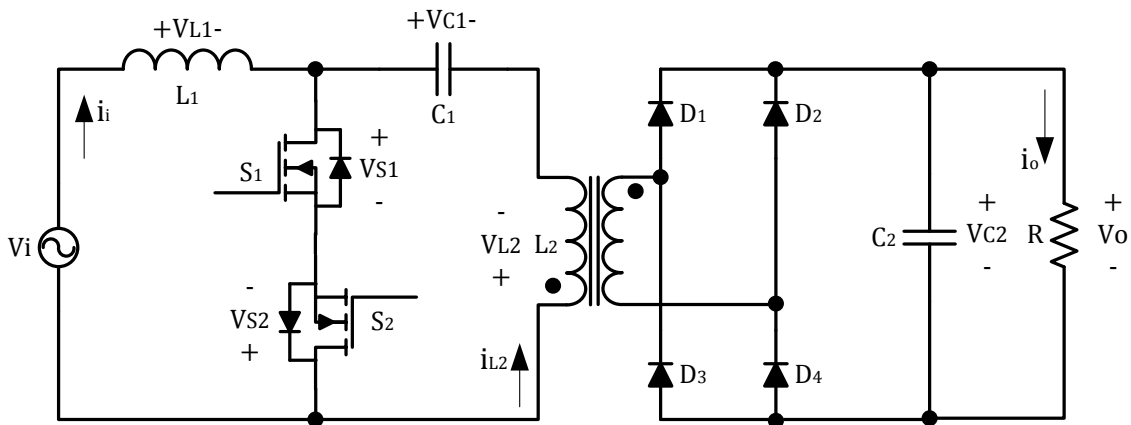


FIGURA 1 – Topologia proposta.

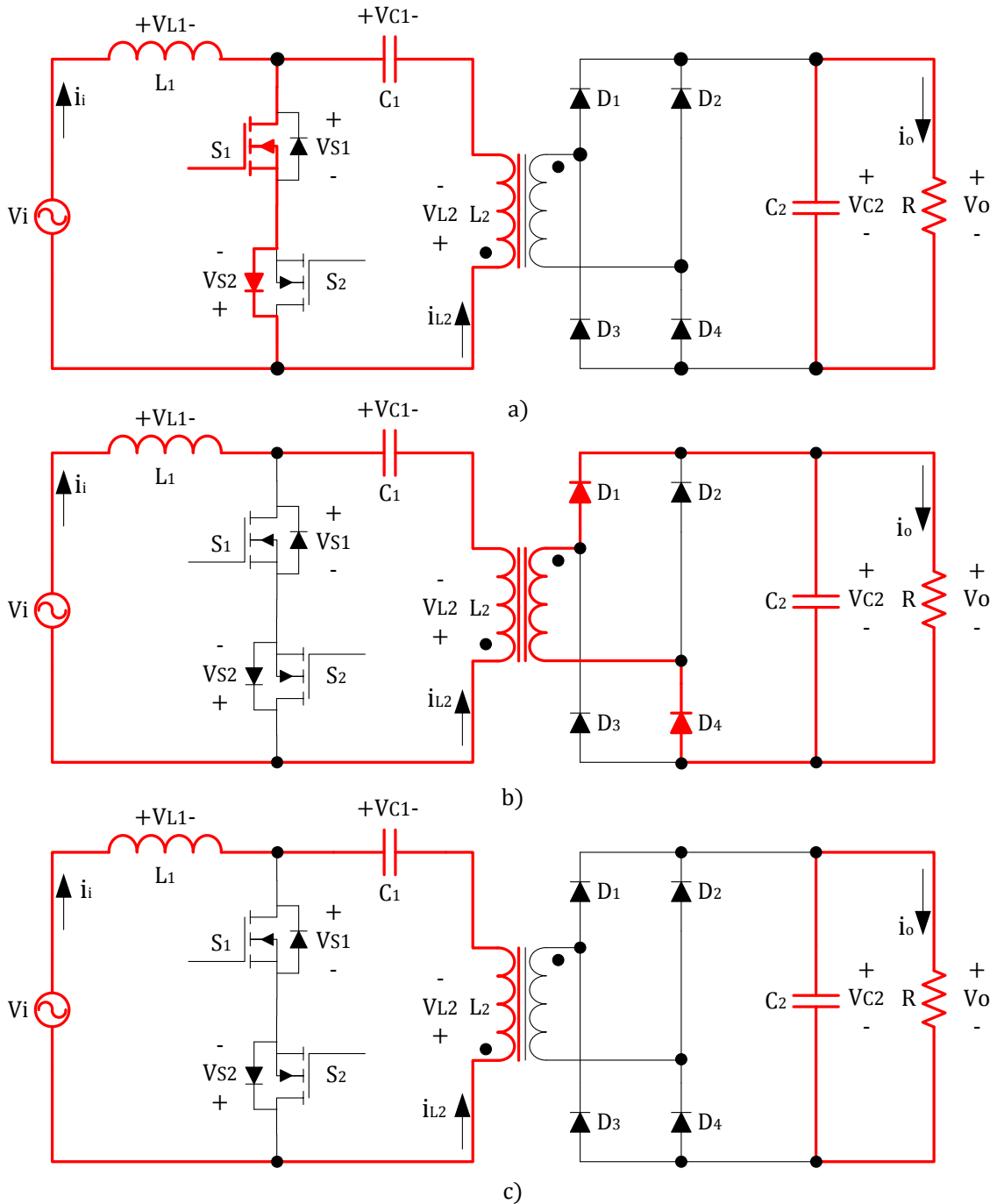


FIGURA 2 – Etapas de operação da topologia proposta.

Como simplificação, admite-se que os semicondutores são ideais e que a tensão da fonte de alimentação  $V_i$  é constante em um período de comutação. Em regime permanente, a tensão no capacitor  $C_1$  é igual à tensão da fonte de alimentação  $V_i$ .

Na primeira etapa de operação, o interruptor  $S_1$  e o diodo em antiparalelo com o interruptor  $S_2$  estão em condução. A fonte de alimentação  $V_i$  transfere energia para o indutor  $L_1$  e o capacitor  $C_1$  transfere energia para o indutor magnetizante  $L_2$  do transformador. A carga  $R$  é alimentada pelo capacitor de saída  $C_2$ .

Na segunda etapa de operação, os interruptores  $S_1$  e  $S_2$  estão bloqueados. O indutor  $L_1$  transfere energia para o capacitor  $C_1$  enquanto que o indutor  $L_2$  transfere energia para o capacitor de saída  $C_2$  e para a carga  $R$ , através da condução dos diodos retificadores de saída  $D_1$  e  $D_4$ .

Na terceira etapa de operação, as correntes do indutor de entrada  $L_1$  e do indutor magnetizante  $L_2$  se igualam em módulo, bloqueando os diodos retificadores de saída  $D_1$  e  $D_4$ . A carga  $R$  é alimentada pelo capacitor de saída  $C_2$ . Observa-se que, nesta etapa de operação, não existem semicondutores em condução, característica da etapa descontínua.

Através dessa análise, observa-se que essa topologia, quando comparada com a topologia convencional, pode-se mostrar mais vantajosa, pois um número menor de semicondutores está em condução em suas respectivas etapas de operação.

Na Figura 3, podem-se observar as principais formas de onda esperadas para cada componente do conversor. Considera-se que os semicondutores são

ideais e que o conversor opera em regime permanente. As formas de onda são válidas para um período de comutação.

Observa-se que, na primeira etapa de operação, a corrente nos dois indutores cresce linearmente, pois ambos estão sendo carregados. Durante essa etapa o interruptor  $S_1$  conduz a soma das correntes dos indutores.

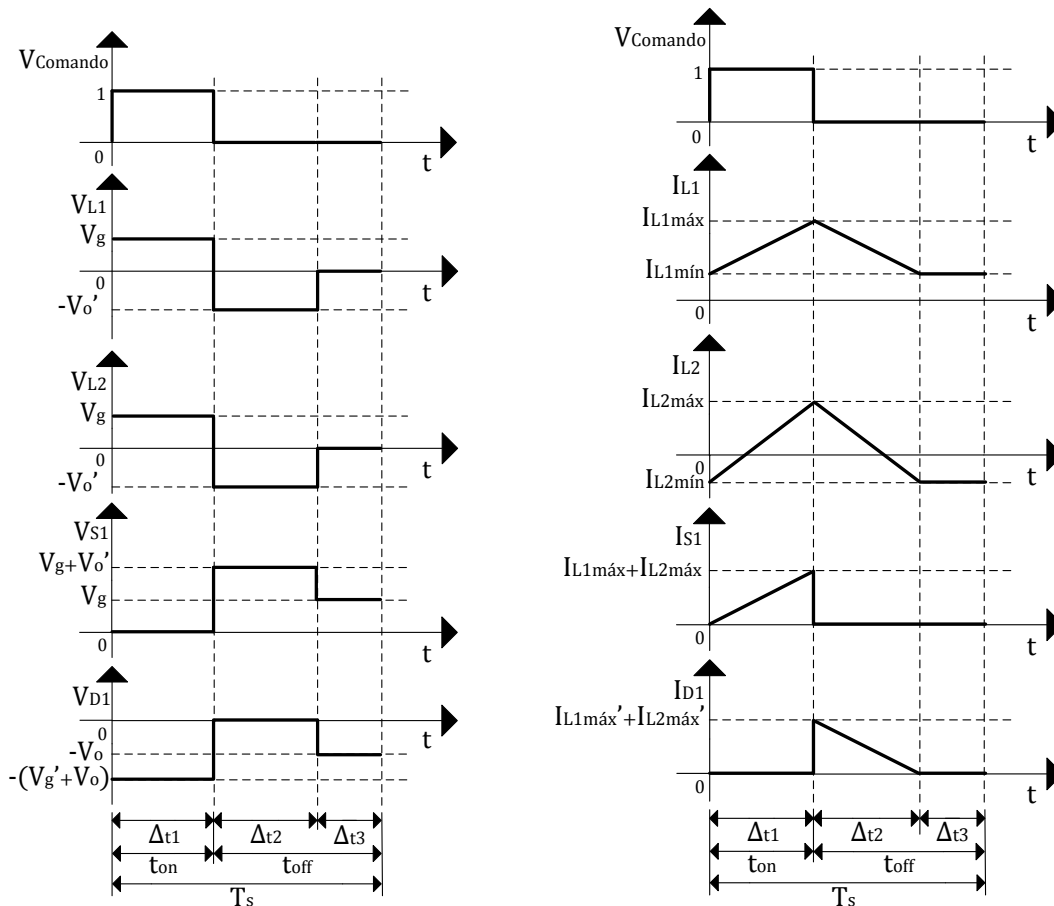


FIGURA 3 – Principais formas de onda da topologia proposta.

Já na segunda etapa, as correntes dos dois indutores decrescem linearmente, pois ambos estão sendo descarregados. Durante essa etapa os diodos  $D_1$  e  $D_4$  conduzem a soma das correntes dos indutores.

Já na terceira etapa, o valor das correntes das indutâncias é igual em módulo, logo, faz com que se interrompa a transferência de energia e, consequentemente, ocorra o bloqueio dos diodos  $D_1$  e  $D_4$ .

Em relação às tensões nos componentes do conversor, pode-se observar que, tanto a tensão sobre  $L_1$  quanto a tensão sobre  $L_2$  são iguais. Na primeira etapa esta tensão é igual à tensão da fonte de alimentação e na segunda etapa é igual à tensão de saída refletida ao primário.

Para o interruptor  $S_1$ , na segunda etapa, pode-se observar que a tensão sobre ele é igual à soma entre a tensão de alimentação ( $V_i$ ) e a tensão de saída ( $V_o$ )

refletida. Para o diodo  $D_1$ , na primeira etapa de operação, observa-se que a tensão sobre seus terminais é igual à soma da tensão de entrada refletida e da tensão de saída.

### 3. EQUACIONAMENTO PARA PROJETO DOS COMPONENTES DE POTÊNCIA

A metodologia de projeto dos elementos indutivos e capacitivos do conversor é apresentada a seguir.

As especificações de entrada (de projeto) para a metodologia são:

- $V_p$ : valor de pico da tensão de entrada;
- $V_o$ : valor médio da tensão de saída;
- $P_o$ : potência de saída;
- $f_s$ : frequência de comutação;
- $\Delta i_{L1}$ : ondulação da corrente do indutor  $L_1$ ;

- $\Delta V_{C1}$ : ondulação de tensão no capacitor  $C_1$ ;
- $t_{ht}$ : hold-up time.

Inicialmente, calcula-se o valor do ganho estático ( $M$ ) do conversor conforme Equação 1.

$$M = \frac{V_o}{V_p} \quad [1]$$

Adota-se um valor para a relação de transformação  $n$  menor que o valor do ganho estático  $M$ . Assim, garante-se que o conversor apresentará as etapas de operação descritas anteriormente. A Equação 2 apresenta esta inequação.

$$n = \frac{n_2}{n_1} < M \quad [2]$$

Onde:

- $n$  é a relação de transformação;
- $n_1$  é o número de espiras do enrolamento primário;
- $n_2$  é o número de espiras do enrolamento secundário.

Calcula-se o valor do ganho  $k_{a\_Crítico}$  a partir da Equação 3.

$$k_{a\_Crítico} = \frac{1}{2 \cdot (M + n)^2} \quad [3]$$

Adota-se um valor do ganho  $k_a$  menor que o ganho  $k_{a\_Crítico}$ . Assim, garante-se que o conversor irá operar no modo de condução descontínuo. Sugere-se que o ganho  $k_a$  seja igual a 80% do valor do ganho  $k_{a\_Crítico}$ .

Calcula-se o valor da razão cíclica  $D$  a partir Equação 4.

$$D = \sqrt{2} \cdot M \cdot \sqrt{k_a} \quad [4]$$

Calcula-se o valor da indutância equivalente do conversor  $L_{eq}$  a partir Equação 5. A indutância equivalente é obtida igualando-se o valor médio da corrente de saída com o valor médio da corrente que passa pelos diodos.

$$L_{eq} = \frac{V_p^2 \cdot D^2}{4 \cdot f_s \cdot P_o} \quad [5]$$

O indutor  $L_1$  é dimensionado pelo critério da máxima ondulação de corrente. Da primeira etapa de operação, tem-se a Equação 6.

$$L_1 = \frac{V_p \cdot D}{f_s \cdot \Delta i_{L1}} \quad [6]$$

O indutor  $L_2$  é dimensionado pela relação entre a indutância equivalente do conversor e o indutor  $L_1$ . Assim, chega-se a Equação 7.

$$L_2 = \frac{L_1 \cdot L_{eq}}{L_1 - L_{eq}} \quad [7]$$

O capacitor  $C_1$  é dimensionado pelo critério de ondulação de tensão. Logo, apresenta-se a Equação 8.

$$C_1 = \frac{[(L_2 \cdot V_p - L_1 \cdot V_o) \cdot D + 2 \cdot L_1 \cdot V_o]^2 \cdot D^2}{8 \cdot L_1^2 \cdot V_o^2 \cdot f_s^2 \cdot L_2 \cdot \Delta V_{C1}} \quad [8]$$

Já o capacitor  $C_2$ , que é responsável pela filtragem da tensão de saída, é dimensionado levando em consideração o critério de hold up time, conforme Equação 9.

$$C_2 = \frac{2 \cdot P_o \cdot t_{ht}}{V_o^2 - (0,9 \cdot V_o)^2} \quad [9]$$

As especificações de projeto são apresentadas na Tabela 1. De acordo com as especificações, esta fonte de alimentação tem sua aplicação em sistemas de telecomunicações.

**TABELA 1 – Especificações de projeto.**

Especificação	Valor
Tensão de entrada	127 V
Tensão de saída	60 V
Potência de saída	250 W
Frequência da rede elétrica	60 Hz
Frequência de comutação	50 kHz
Ondulação da corrente do indutor $L_1$	10% de $I_p$
Ondulação de tensão no capacitor $C_1$	10% de $V_p$
Hold-up time	16,67ms

A Tabela 2 apresenta o resultado do projeto realizado, de acordo com a metodologia de projeto discutida anteriormente.

**TABELA 2 – Valores obtidos com o projeto.**

Grandeza	Valor
Valor de pico da tensão de entrada	180 V
Ganho estático do conversor	0,33
Relação de transformação	0,3
Ganho $k_{a\_Crítico}$	1,247
Ganho $k_a$	0,9
Razão cíclica	0,447
Indutância equivalente	129,6 $\mu$ H
Indutor $L_1$	5,78 mH
Indutor $L_2$	132,57 $\mu$ H
Capacitor $C_1$	1,89 $\mu$ F
Capacitor $C_2$	12, 18 mF

#### 4. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Na Figura 4, apresenta-se a fotografia do protótipo, implementado de acordo com as especificações de projeto apresentadas na Tabela 1.

A Tabela 3 apresenta a lista dos principais componentes empregados na implementação do protótipo.

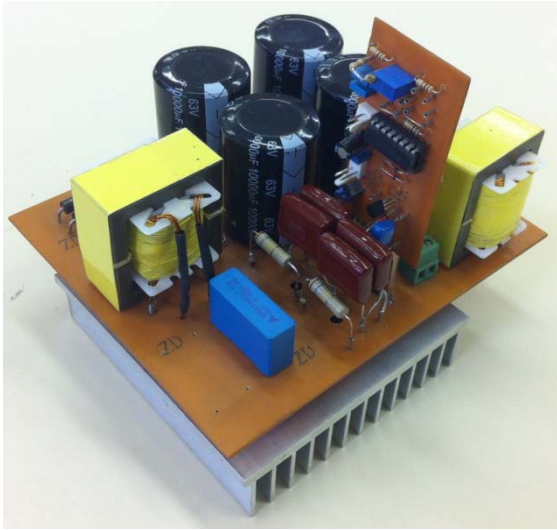


FIGURA 4 – Fotografia do protótipo.

Os resultados apresentados são para a fonte de alimentação operando com malha aberta de tensão e com 80% da potência nominal.

A Figura 5 apresenta as formas de onda da tensão e da corrente de entrada. Observa-se que a corrente de entrada tem formato senoidal com uma taxa de distorção harmônica total de aproximadamente 2,1%, resultando em um fator de potência de 0,999.

TABELA 3 – Lista dos principais componentes utilizados.

Componente	Especificação
Indutor $L_1$	Indutância: 5,78 mH
	$n$ : 228 esp. 2 x 23 AWG Núcleo: EE-42/20 IP12R
Indutor $L_2$	Indutância: 132,5 $\mu$ H
	$n_1$ : 39 esp. 2 x 21 AWG
	$n_2$ : 12 esp. 5 x 21 AWG Núcleo: EE-42/20 IP12R
Capacitor $C_1$	2,7 $\mu$ F/800 V
Capacitor $C_2$	4 x 10.000 $\mu$ F/63 V
Transistores $S_1$ e $S_2$	IXBH20N160
Diodos $D_1$ a $D_4$	MUR460
Circuito de comando	UC3525A

Na Figura 6, tem-se o detalhe da corrente de entrada. Pode-se observar que, em um período de comutação, existem três etapas de operação e que, na terceira etapa, a corrente é constante (característico da etapa descontínua).

Apresentam-se, na Figura 7, as formas de onda da tensão e da corrente de saída. O valor médio da tensão de saída é de aproximadamente 61 V enquanto que o valor médio da corrente de saída é de aproximadamente 3,1 A. Assim, a potência processada é de aproximadamente 200 W.

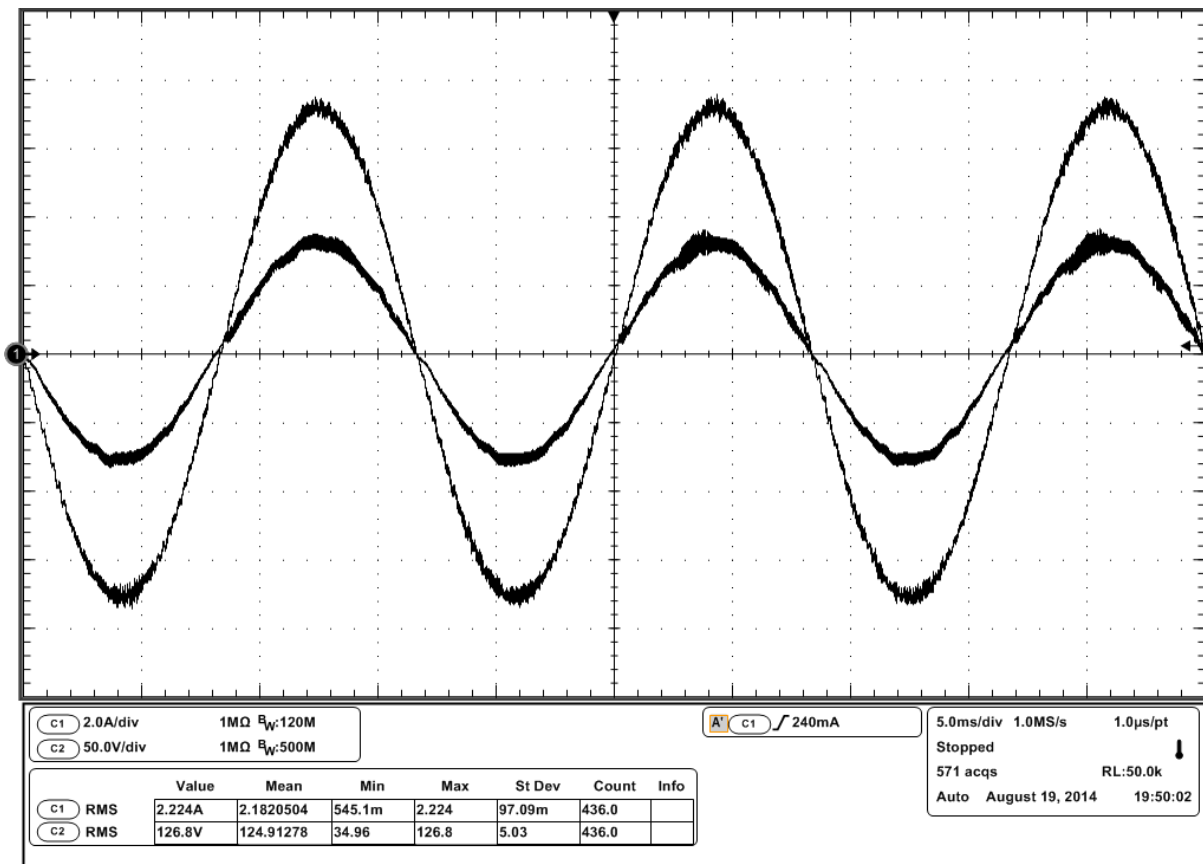


FIGURA 5 – Formas de onda da tensão (C2: 50 V/div) e da corrente (C1: 2 A/div) de entrada. Escala de tempo (5ms/div).

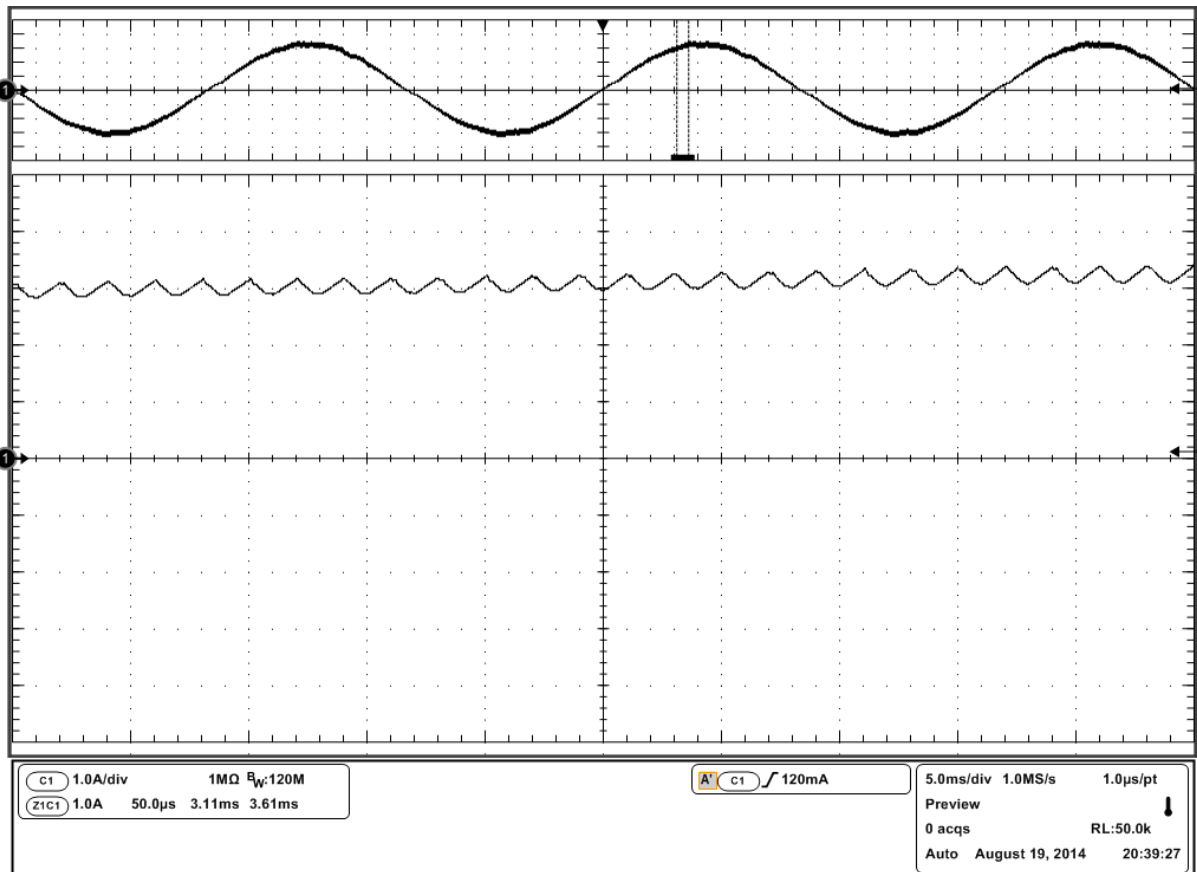


FIGURA 6 – Detalhe da forma de onda da corrente de entrada (C1: 1 A/div). Escalas de tempo (5ms/div) e (50μs/div).

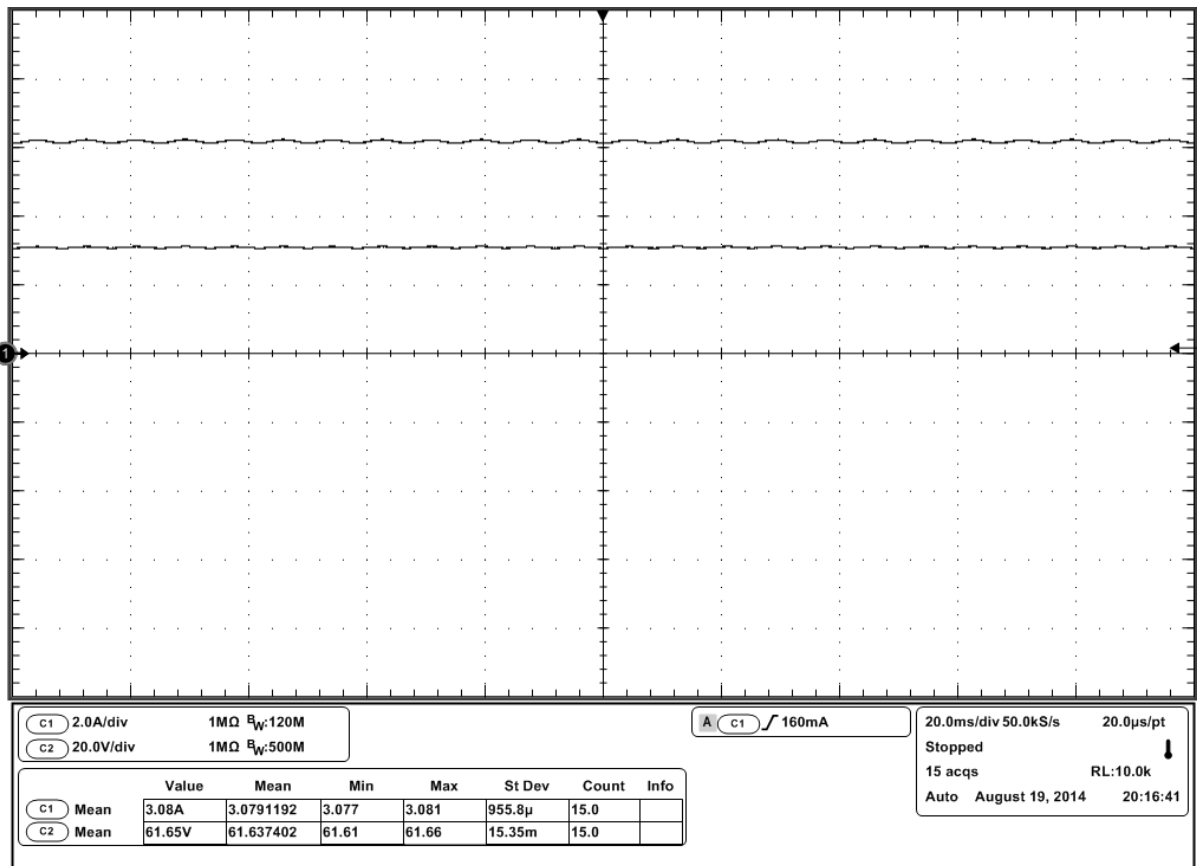


FIGURA 7 – Formas de onda da tensão (C2: 20 V/div) e da corrente (C1: 2 A/div) de saída. Escala de tempo (20ms/div).

A Figura 8 apresenta as formas de onda das tensões sobre os interruptores controlados. Observa-se que as máximas tensões são de 778 V e 844 V, respectivamente.

A Figura 9 e a Figura 10 apresentam detalhes das formas de onda das tensões sobre os interruptores controlados. Observa-se uma

sobretensão adicional causada pela indutância de dispersão do transformador e a atuação do circuito de grameamento limitando a tensão sobre os interruptores. Também se observa as três etapas de operação, característico do modo de condução descontínuo.

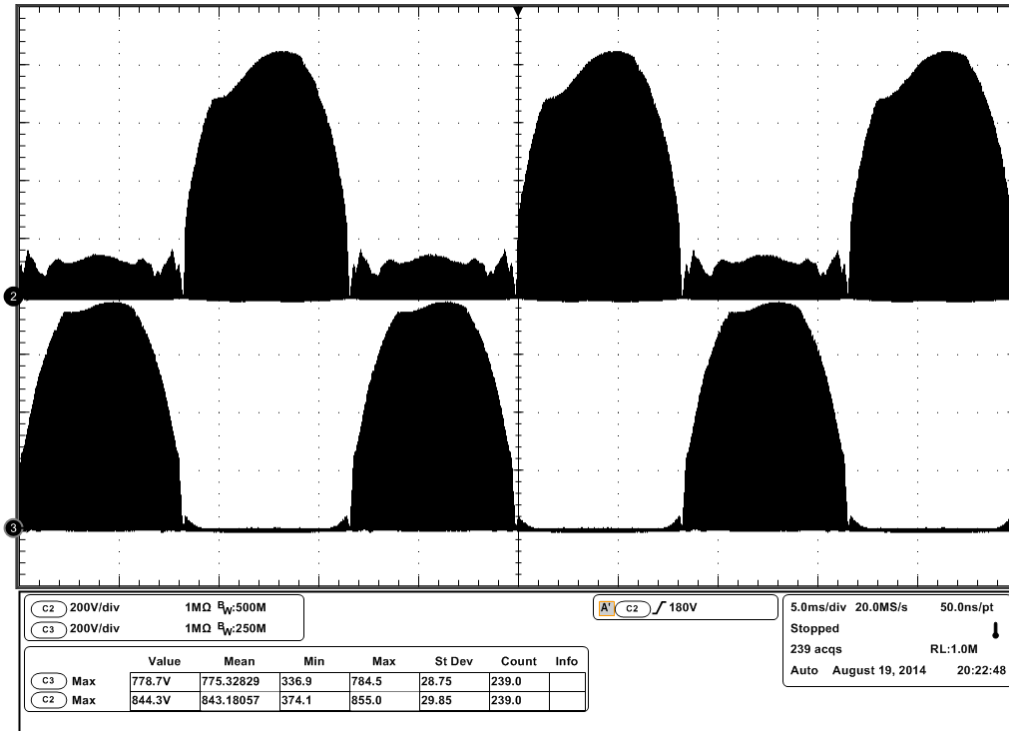


FIGURA 8 – Formas de onda das tensões sobre os interruptores  $S_1$  (C2: 200 V/div) e  $S_2$  (C3: 200 V/div). Escala de tempo (5ms/div).

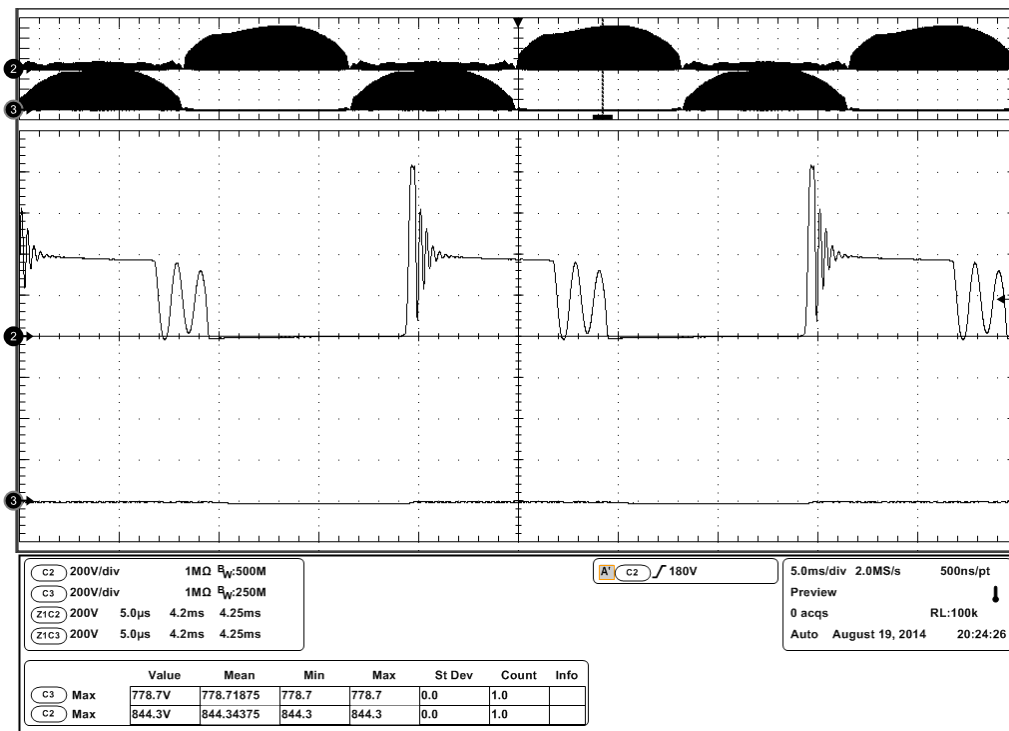


FIGURA 9 – Detalhe da forma de onda da tensão sobre o interruptor  $S_1$  (C2: 200 V/div). Escalas de tempo (5ms/div) e (5µs/div).



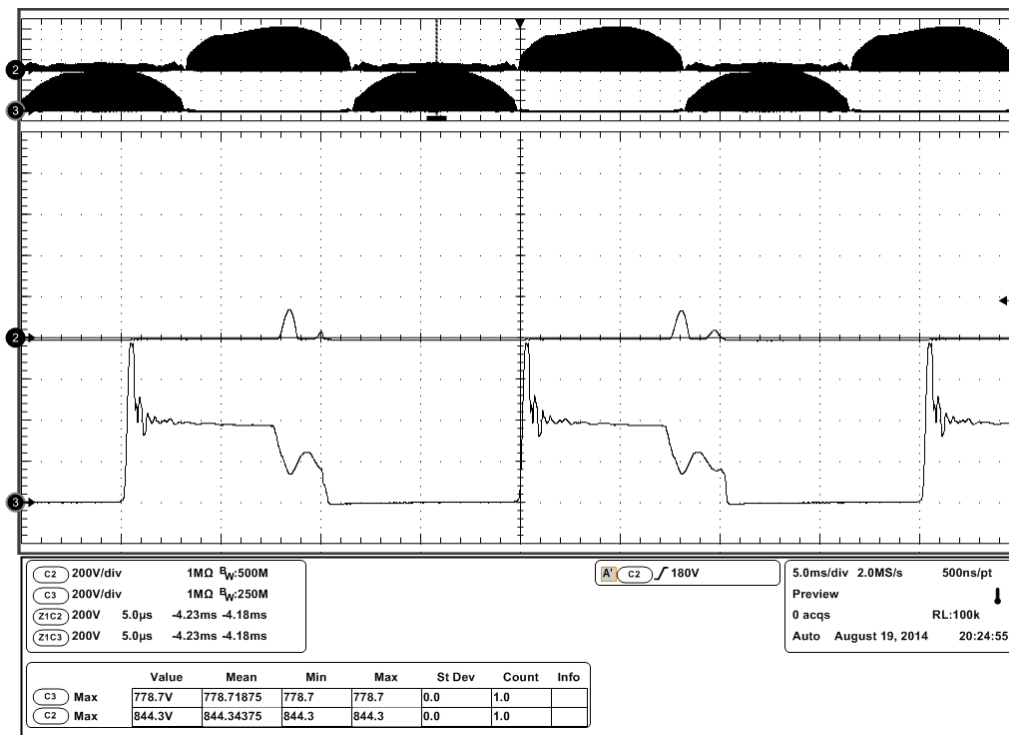


FIGURA 10 – Detalhe da forma de onda da tensão sobre o interruptor  $S_2$  (C3: 200 V/div). Escalas de tempo (5ms/div) e (5 $\mu$ s/div).

## 5. CONCLUSÕES

O artigo apresentou-se a análise teórica, as principais equações de projeto dos componentes de potência e resultados experimentais de uma fonte de alimentação monofásica de estágio único baseada no conversor SEPIC com interruptores do lado CA.

Tais equações permitem a reprodução e a implementação de projetos com outras especificações, contribuindo para a diminuição do tempo de desenvolvimento de futuros projetos.

Os resultados experimentais apresentados mostram o correto funcionamento da fonte de alimentação de estágio único, que drena uma corrente praticamente senoidal com taxa de distorção harmônica da ordem de 2,1%. Assim, o fator de potência é de aproximadamente 0,999.

Esta fonte de alimentação de estágio único caracteriza-se por apresentar elevada robustez, uma vez que para realizar a conversão CA-CC com elevado fator de potência e isolamento galvânica em alta frequência emprega apenas dois transistores e quatro diodos e, devido à operação no modo de condução descontínuo, emprega somente um sistema de controle para a tensão de saída.

### Agradecimentos

Os autores agradecem a CAPES pelo suporte financeiro na forma da Bolsa de Mestrado concedida ao Eng. Marcos Paulo Hirth e a UTFPR-PROGRAD pela Bolsa de Apoio a Execução de Trabalhos de Conclusão de Cursos concedida ao acadêmico Marcel Antonio Cardoso da Silva.

## REFERÊNCIAS

- BARBI, I. **Projetos de fontes chaveadas**. Florianópolis: Edição do Autor, 2014.
- BINDRA, A. *Growth in merchant power supplies: a look at the market trends propelled by emerging applications*. **IEEE Power Electronics Magazine**, v. 1, n. 1, pp. 32 – 34, 2014.
- CANESIN, C. A.; BARBI, I. *A unity power factor multiple isolated outputs switching mode power supply using a single switch*. **Sixth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition**, pp. 430 – 436, 1991.
- HOU, D.; ZHANG, Q.; LIU, X. *An isolated bridgeless power factor correction rectifier based on SEPIC topology*. **Information Technology Journal**, pp. 2336 – 2342, 2011.
- ISMAIL, E. H. *Bridgeless SEPIC rectifier with unity power factor and reduced conduction losses*. **IEEE Trans. on Industrial Electronics**, vol. 56, no. 4, pp. 1147 – 1157, April, 2009.
- MAHDAVI, M.; FARZANEHFARD, H. *Bridgeless SEPIC PFC rectifier with reduced components and conduction losses*. **IEEE Trans. on Industry Applications**, vol. 47, no. 2, pp. 873 – 881, March/April, 2011.
- SABZALI, A. J.; ISMAIL, E. H.; AL-SAFFAR, M. A.; FARDOUN, A. A. *New bridgeless DCM SEPIC and Cuk PFC rectifiers with low conduction and switching losses*. **IEEE Trans. on Industrial**

*Electronics*, vol. 58, no. 9, pp. 4153 – 4160, September, 2011.

SIMONETTI, D. S. L.; SEBASTIAN, J.; REIS, F. S. Dos; UCEDA, J. *Design criteria for SEPIC and Cuk converters as power factor preregulators in discontinuous conduction mode. International Conference on Industrial Electronics, Control,*

*Instrumentation, and Automation*, vol. 1, pp. 283 – 288, 1992.

SIMONETTI, D. S. L.; SEBASTIAN, J.; UCEDA, J. *The discontinuous conduction mode SEPIC and Cuk power factor preregulators: analysis and design, IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 44, no. 5, pp. 630 – 637, October, 1997.