

## **PROJETO E DESENVOLVIMENTO DE UM SISTEMA ININTERRUPTO DE ENERGIA ISOLADO EM ALTA FREQUÊNCIA DE 5kVA**

**Eduardo FAÇANHA DE OLIVEIRA (1); Gean Jacques MAIA DE SOUSA (1); René Pastor TORRICO-BASCOPE (1); Carlos Gustavo CASTELO BRANCO (2);**

(1) Universidade Federal do Ceará, Departamento de Engenharia Elétrica, Grupo de Processamento de Energia e Controle, Campus do Pici, S/N, Bloco: 705, Tel.: 0xx85.3366-9586, [edufacanha@yahoo.com.br](mailto:edufacanha@yahoo.com.br); [geanjacques@hotmail.com](mailto:geanjacques@hotmail.com); [rene@dee.ufc.br](mailto:rene@dee.ufc.br)

(2) Centro Federal de Educação Tecnológica do Ceará, Uned Maracanaú, Área de Indústria, Av. Contorno Norte, 10 – Parque Central; Distrito Industrial, Maracanaú-CE, Tel.: 0xx85.3878-6300, [gustavo@cefetce.br](mailto:gustavo@cefetce.br)

### **RESUMO**

Neste trabalho foram desenvolvidos conversores eletrônicos que compõem uma topologia de sistema ininterrupto de energia (*UPS*) de 5kVA do tipo dupla conversão, com alto fator de potência de entrada, isolamento em alta frequência, e com tensões de entrada (110/220V) e saída (110V). O sistema é constituído de um conversor *chopper* isolado em alta frequência na entrada, um conversor *boost*, um inversor em ponte completa na saída, um conversor *buck* como carregador de baterias e um sistema de supervisão microcontrolado com IHM. Os sistemas UPS comerciais geralmente utilizam transformadores isolados em baixa frequência, o que os torna bastante volumosos e pesados. Na configuração proposta neste trabalho, utilizando uma interface CC operando em alta frequência juntamente com um transformador de alta frequência com baixo volume, os parâmetros peso, e principalmente volume são otimizados, reduzindo custos de manutenção e transporte destes equipamentos. Dentre outras características importantes implementadas são: operação em sincronismo com a tensão da rede e fornecimento à carga uma tensão senoidal com baixa distorção harmônica. Outra característica importante é a comutação não dissipativa dos interruptores obtida no estágio *Chopper*, diminuindo as perdas do sistema e interferências eletromagnéticas. O trabalho proposto foi projetado e montado no laboratório de pesquisa e desenvolvimento do Grupo de Processamento de Energia e Controle (GPEC) do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará. O sistema apresentou um desempenho favorável, para ambos os modos de operação (rede presente e modo bateria). Este sistema também foi testado com cargas do tipo não lineares e para níveis de tensões de entrada abaixo e acima de 15% para ambas as tensões de entrada (110/220V).

**Palavras-chave:** *UPS Dupla Conversão*, isolamento em alta frequência, correção do fator de potência

## 1. INTRODUÇÃO

Atualmente, devido ao avanço da eletrônica de potência, a maioria das cargas sensíveis à variações na rede são alimentadas por sistemas ininterruptos de energia ou *UPS(Uninterruptible Power Supplies)*. Estes sistemas são capazes de fornecer uma tensão puramente senoidal a carga independentemente de qualquer distúrbio existente na rede, como variações na frequência, na amplitude ou distorções. A maioria destas *UPS's* são do tipo *on-line* e possuem como elemento isolador um transformador de baixa frequência com núcleo de aço-silício, como a estudada por F. Botterón (2007), o que torna o sistema pesado, volumoso e caro.

As *UPS's* não isoladas possuem como vantagens o menor peso e volume, menor custo e maior rendimento, como as estudadas por J.-H. Choi (2005) e por C.-C. Yeh (2007), no entanto, possuem a desvantagem de não serem isoladas galvanicamente da rede, aumentando a probabilidade da carga receber interferências provenientes da rede. Questões como essas são estudadas por R. Koffler (2003).

Com o desenvolvimento de semicondutores mais rápidos e com maiores capacidades de condução de corrente, surgiram, na última década, muitas propostas de *UPS's* isoladas em alta frequência. Este tipo de isolamento aumenta a confiabilidade do sistema e reduz bastante o peso e o tamanho da *UPS*. Muitas *UPS's* foram propostas com este tipo de isolamento. Algumas dessas propostas serão discutidas a seguir.

K. Hirachi (1997) propôs uma topologia de sistema *UPS* isolado em alta frequência que consiste num estágio com correção de fator de potência do tipo ponte completa em modo corrente e um inversor em ponte completa em modo tensão. Nesta topologia, os interruptores funcionam sem comutação suave, comprometendo a eficiência do sistema. Outra desvantagem é o grande número de baterias necessárias para se conseguir o valor requerido para o barramento CC. Além disso, a corrente nas baterias é pulsada, o que pode comprometer a vida útil das mesmas.

R. Yamada (1993) propôs outro circuito que é composto por um corretor de fator de potência do tipo ponte completa em modo corrente modificado e um inversor em ponte completa em modo tensão. Essa topologia possui um menor número de semicondutores em série durante a transferência de energia, melhorando o rendimento do sistema. No entanto as perdas por comutação são altas, já que os interruptores funcionam sem comutação suave. Também é necessário um grande número de baterias para se conseguir o valor requerido para o barramento CC.

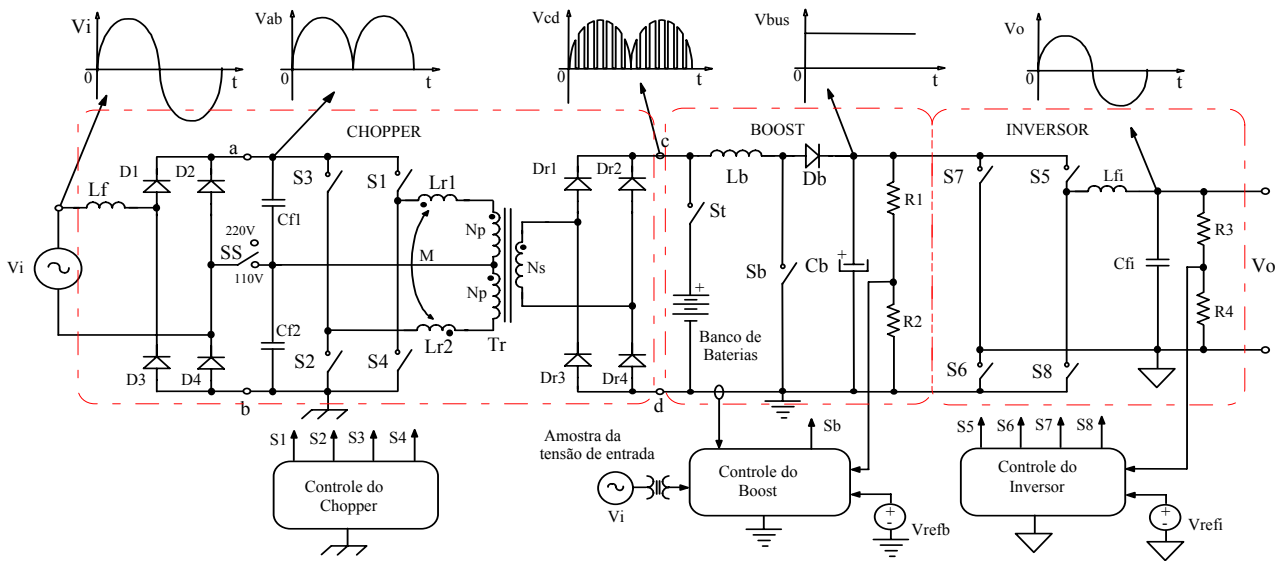
H. Pinheiro (2006) propôs um sistema série - paralelo ressonante. Essa *UPS* apresenta isolamento galvânico entre entrada e saída e o banco de baterias. O sistema possui correção do fator de potência, comutação suave e funciona com pequeno numero de baterias. As principais desvantagens é o complexo sistema de controle necessário e o difícil ajuste dos parâmetros ressonantes.

Considerando as características importantes das *UPS* estudadas na revisão bibliográfica, foi concebida uma topologia que apresentasse uma relação melhor de custo-benefício, e melhor aplicabilidade ao mercado neste segmento.

## 2. PROPOSIÇÃO DESTE TRABALHO

A topologia de *UPS* isolada em alta frequência proposta neste trabalho é mostrada na figura 1. O sistema é composto basicamente pelas seguintes partes: Um estágio *chopper* isolado formado pelos diodos retificadores  $D_1-D_4$ , um filtro de entrada de alta frequência composto pelo indutor  $L_f$  e pelos capacitores  $C_{f1}$  e  $C_{f2}$ , um conversor em ponte completa composto pelos interruptores  $S_1-S_4$ , um transformador de alta frequência  $T_r$ , indutores acoplados de ajuda à comutação  $L_{r1}-L_{r2}$ , e os diodos retificadores  $D_{r1}-D_{r4}$ ; um conversor *boost* tradicional composto pelo indutor  $L_b$ , pelo interruptor  $S_b$ , diodo  $D_b$ , e pelo capacitor  $C_b$ ; um inversor em ponte completa controlado em tensão constituído pelos interruptores  $S_5-S_8$  e pelo filtro de saída composto pelo indutor  $L_{fi}$ , e pelo capacitor  $C_{fi}$ . O sistema também possui um conversor *buck* responsável por carregar as baterias quando o sistema se encontra no modo rede. O mesmo não é mostrado na figura 1 mais é abordado no decorrer deste trabalho. Na figura também são mostradas as principais formas de onda presente em cada estágio.

O circuito foi concebido de forma a funcionar em dois modos de operação, no modo rede ou modo bateria. Se o circuito de supervisão detectar que a rede está em boas condições, serão comandados a funcionar os estágios *chopper*, *boost*, inversor e carregador de baterias. O interruptor SS presente no esquemático deve estar aberto ou fechado de acordo com a tensão de entrada da *UPS*. Se a tensão de entrada é 220V, deve permanecer aberto, caso seja 110V deve estar fechado.



**Figura 1 – Diagrama esquemático do sistema proposto isolado em alta frequência.**

Caso o circuito de supervisão detecte alguma anomalia da tensão da rede, seja uma sub-tensão ou sobre-tensão, o sistema entra em modo bateria. Neste modo o estágio *chopper* é comandado a desligar e o interruptor  $S_t$  é comandado a ligar. Assim, a entrada do conversor *boost* é ligada ao banco de baterias e este funcionará como conversor DC/DC tradicional. O carregador de baterias é desligado. O banco de capacitores do barramento CC é dimensionado de modo a não haver interferência no funcionamento do inversor devido a queda de tensão que ocorre enquanto o banco de baterias não é conectado à entrada do conversor *boost*.

Quando é detectado o estado normal da rede, o sistema volta ao modo rede e sincroniza o sinal de referência do inversor com a tensão de entrada.

## 2.1. Análise do funcionamento do estágio *chopper* para uma tensão de entrada de 110V.

Nesta situação é necessário o fechamento do interruptor SS. Assim, os diodos  $D_2$  e  $D_4$  sempre estarão reversamente polarizados. As etapas de funcionamento podem ser vistas na figura 2.

Os interruptores são controlados pelo CI UC3525 cujo circuito externo é ajustado para fazê-lo trabalhar com uma razão cíclica próxima de 50%. O objetivo é fazer comutar alternadamente os pares de interruptores  $S_1$ ,  $S_2$  e  $S_3$ ,  $S_4$ , de modo a aplicar pulsos de alta frequência no primário do transformador  $T_r$ . Assim, por funcionar em alta frequência, este transformador pode ser dimensionado de forma a ser pequeno e menos volumoso. Considerando um semi-ciclo positivo na entrada do conversor e metade do período de chaveamento deste, pode-se explicar o funcionamento em quatro etapas:

**Intervalo ( $t_0-t_1$ ):** Em  $t=t_0$ , os interruptores  $S_1$  e  $S_2$  são ligados. A tensão de entrada carrega o indutor  $L_{r1}$ , e a corrente aumenta linearmente de 0 até  $nI_{Lb}$ . A corrente de saída  $I_{Lb}$  está em roda livre.

**Intervalo ( $t_1-t_2$ ):** Neste intervalo, é transferida energia da fonte  $V_i$  para a carga, através da corrente  $I_{Lb}$ .

**Intervalo ( $t_2-t_3$ ):** Em  $t=t_2$ , os interruptores  $S_1$  e  $S_2$  são desligados sob tensão zero devido às capacitâncias internas dos semicondutores. Metade da energia armazenada no indutor  $L_{r1}$  é transferida para o indutor  $L_{r2}$ . As capacitâncias internas são carregadas e descarregadas.

**Intervalo ( $t_3-t_4$ ):** Quando as tensões sobre os interruptores  $S_1$  e  $S_2$  são iguais a  $V_i$ , os diodos em anti-paralelo dos interruptores  $S_3$  e  $S_4$  são diretamente polarizados. Os interruptores devem ser ligados neste momento, para que haja comutação sob tensão nula.

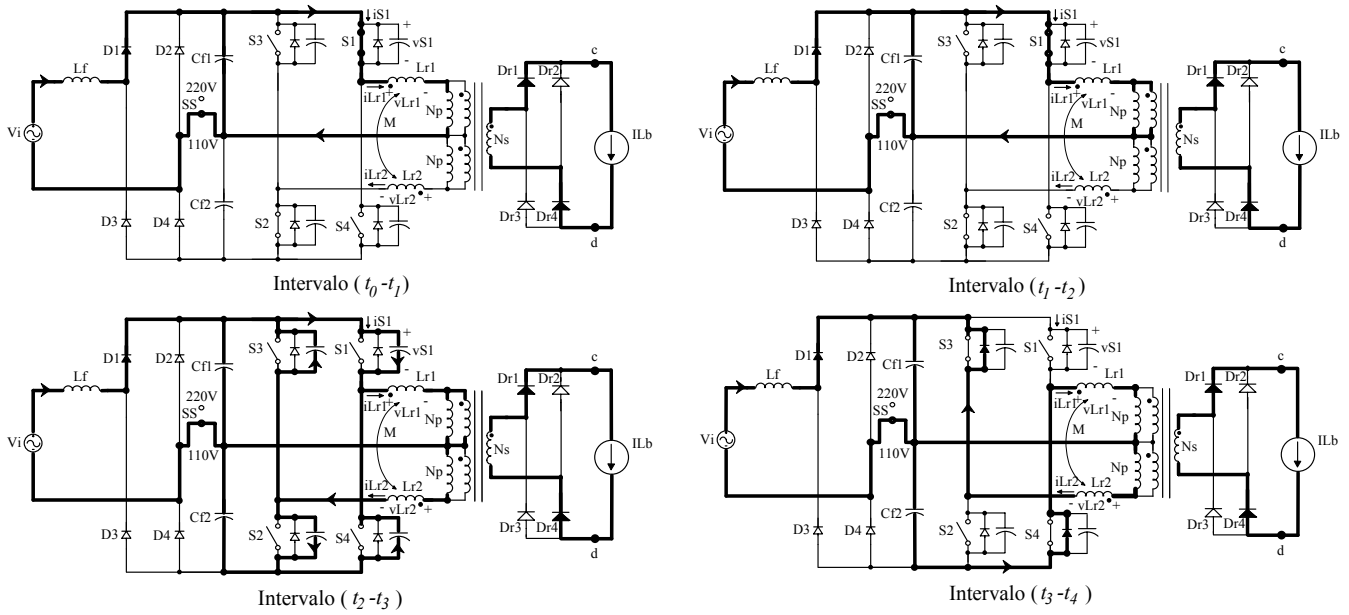


Figura 2 – Estágios de operação do circuito *chopper* quando a tensão de entrada é 110V.

Neste estágio ocorre perda de ciclo de trabalho  $\Delta D$  devido a tensão de entrada sobre os indutores de comutação, e devido também à indutância de dispersão do transformador, que causa uma variação linear na corrente. Durante este intervalo, a corrente de saída  $I_{Lb}$  está em roda livre através dos diodos retificadores. A redução do ciclo de trabalho através da tensão sobre um indutor dada por:

$$v_L = L \frac{\Delta i_L}{\Delta t}, \quad [\text{Eq. 01}]$$

Os parâmetros envolvidos são:

$$v_L = |V_{i(pk)_{110V}} \sin(\theta)|, \quad [\text{Eq. 02}]$$

$$\Delta i_L = |2n I_{Lb(pk)} \sin(\theta)|, \quad [\text{Eq. 03}]$$

$$\Delta t = \Delta D T_s, \quad [\text{Eq. 04}]$$

$$L = L_{r1} = L_{r2}, \quad [\text{Eq. 05}]$$

Onde  $n$  é a relação de transformação,  $I_{Lb(pk)}$  é a corrente de pico através do indutor *boost*,  $V_{i(pk)}$  é a tensão de pico de entrada,  $\theta = \omega t$  é o ângulo de fase da tensão de entrada, e  $T_s$  é o período de chaveamento. Substituindo [Eq. 02], [Eq. 03], [Eq. 04] e [Eq. 05] em [Eq. 01], a expressão [Eq. 06] resulta em:

$$\Delta D = \frac{2L_{r1} f_s n I_{Lb(pk)} \sin(\theta)}{V_{i(pk)_{110V}} \sin(\theta)}, \quad [\text{Eq. 06}]$$

onde  $f_s$  é a frequência de chaveamento.

A tensão *rms* na saída do *chopper*,  $V_{cd(rms)}$ , sendo  $D$  o ciclo de trabalho, é dada por

$$V_{cd(rms)} = n V_{i(pk)_{110V}} \sqrt{(D - \Delta D)}, \quad [\text{Eq. 07}]$$

Sendo  $P_o$  a potência ativa de saída da UPS, o pico de corrente através do indutor é dado por

$$I_{Lb(pk)} \cong \frac{\sqrt{2} P_o}{V_{cd(rms)}}, \quad [\text{Eq. 08}]$$

## 2.2. Análise do funcionamento do estágio *chopper* para uma tensão de entrada de 220V.

Quando a tensão de entrada for de 220V, o interruptor SS deve estar desligado. A estratégia de controle é a mesma para o modo de funcionamento anteriormente abordado. Considerando as mesmas condições do caso passado, a descrição do funcionamento do circuito *chopper* funcionando em 220V é praticamente a mesma do circuito funcionando em 110V. As etapas de operação do circuito funcionando em 220V podem ser vistas na figura 3.

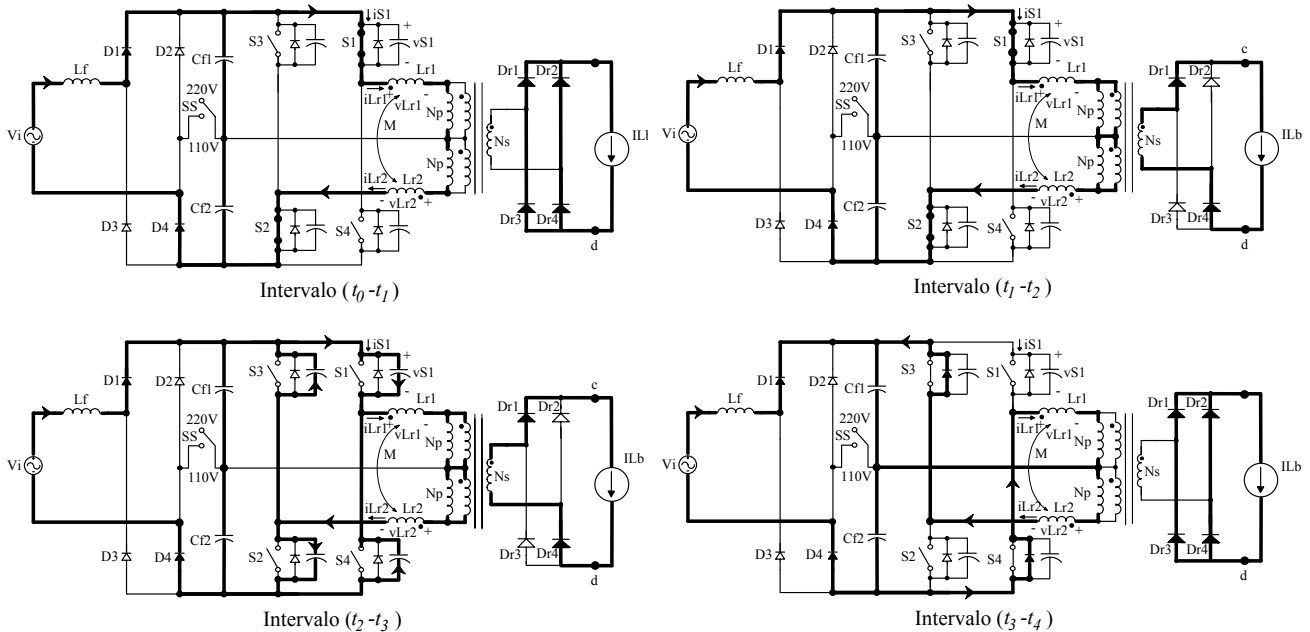


Figura 3 – Estágios de operação do circuito *chopper* quando a tensão de entrada é 220V.

Embora a corrente flua através dos dois indutores na operação em 220V, a indutância equivalente, considerando-se a indutância mútua e o coeficiente de acoplamento próximo da unidade, vale quatro vezes  $L_{r1}$  ou  $L_{r2}$ , ou seja  $L_{req} = 4L_{r1} = 4L_{r2}$ .

## 3. ESTÁGIO BOOST

A saída do estágio *chopper* é conectada à entrada de um conversor *boost* convencional. Este é responsável por realizar a correção do fator de potência, regular a tensão de saída e elevar a tensão da bateria para a tensão do barramento CC. Além disso, este conversor evita que a corrente pulsada que o estágio inversor demanda chegue ao banco de baterias. O rendimento do estágio é elevado devido ao uso de um *snubber* não dissipativo, o que garante uma comutação sob tensão zero em uma ampla faixa de carga. O circuito deste estágio pode ser visto na figura 4. Por se tratar de uma topologia amplamente discutida na literatura a análise detalhada do mesmo não será realizada. Com relação a implementação prática do controle, foi utilizado o controlador analógico UC 3854 que emprega a técnica de controle modo corrente média instantânea.

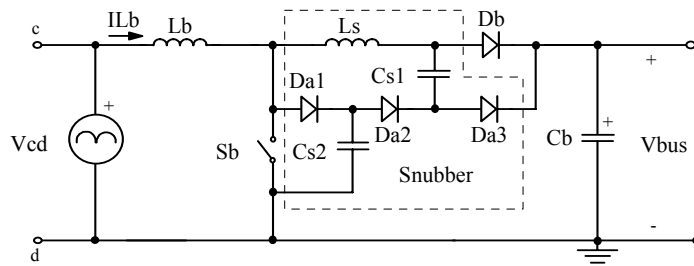


Figura 4 – Diagrama esquemático do estágio boost.

#### 4. ESTÁGIO CARREGADOR DE BATERIAS

O circuito adotado para carga do banco de baterias consiste basicamente num conversor *buck* de baixa potência (ver figura 5) operando no modo de condução contínua, alimentado diretamente do barramento CC. O conversor é controlado no modo corrente, mas também possui uma malha de tensão que impede que a tensão de saída ultrapasse o valor da tensão de flutuação das baterias. O controle é implementado através do integrado analógico UC 3525.

A bateria é conectada à entrada do conversor *boost* através de um tiristor que é acionado quando a *UPS* funciona no modo bateria. É necessário o uso do tiristor, pois a tensão de saída do *chopper* tem formato senoidal retificado. Quando o nível normal da rede se estabelece, o circuito de disparo do tiristor é desligado, e este é desligado quando a tensão na saída do *chopper* atinge uma tensão maior que a do banco de baterias.

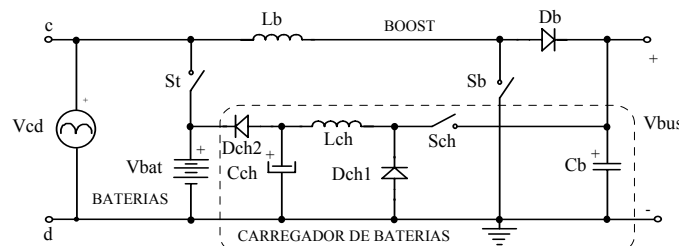


Figura 5 – Circuito do carregador de baterias.

#### 5. ESTÁGIO INVERSOR

Para realizar a conversão CC-CA, um inversor de tensão em ponte completa clássico foi conectado a saída do estágio *boost*. A topologia está mostrada na figura 6.

Para controlar a tensão de saída, um controle PWM senoidal com chaveamento de tensão unipolar foi aplicado, sincronizado com a tensão da rede. Para proteger as chaves contra sobre-tensão, um circuito *snubber RCD* foi colocado em cada braço do inversor como mostrado na figura 6.

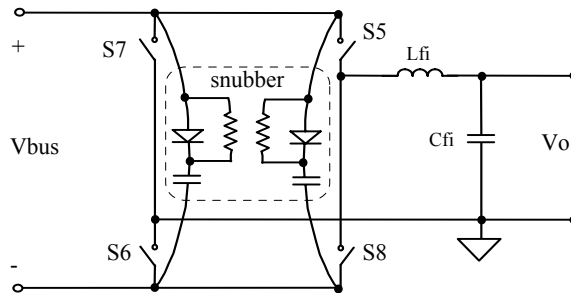


Figura 6 – Circuito do estágio inversor.

#### 6. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

##### 6.1. Especificações do sistema projetado

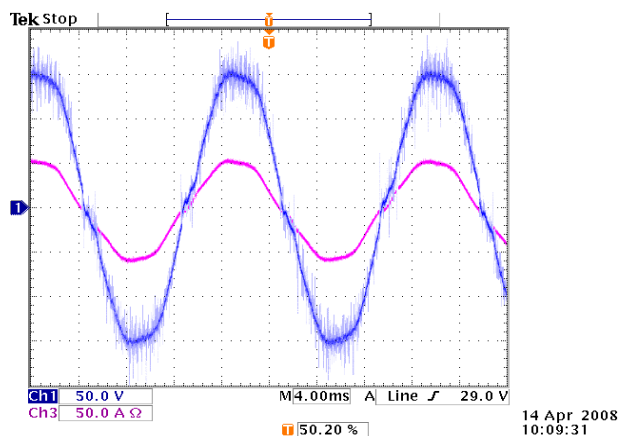
As especificações de projeto do sistema *UPS* proposto são mostradas na tabela 1. Com base nestes parâmetros, foi construído um protótipo e os resultados relevantes são apresentados a seguir.

**Tabela 1 – Especificações da UPS desenvolvida**

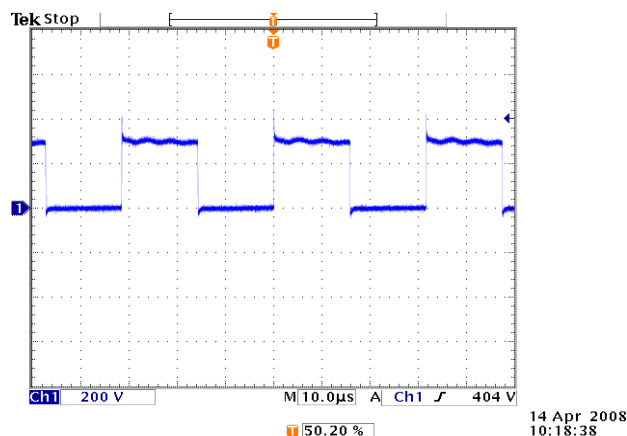
Tensão de Entrada	$V_i = 110V_{ca} / 220V_{ca} \pm 15\%$
Tensão de Saída	$V_o = 110V_{ca}$
Frequência da Rede	$f_r = 60Hz$
Potência Aparente de Saída	$S_o = 5kVA$
Frequência de Saída	$f_o = 60Hz$
Fator de potência de entrada	0,99
Fator de potência da saída	0,7
Número de baterias (em série)	16 (12V/7Ah)

## 6.2. Formas de onda e curvas para operação no modo rede e no modo bateria.

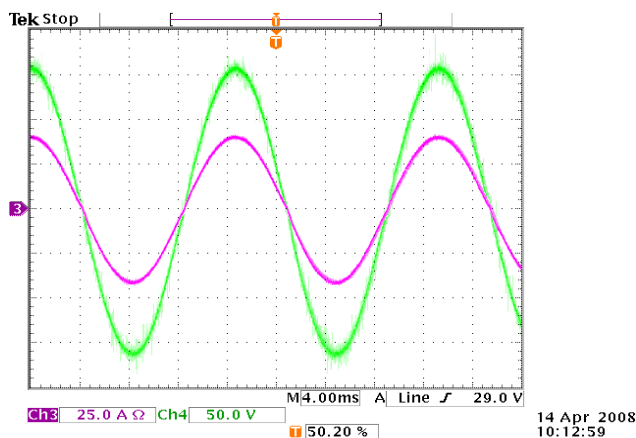
O sistema foi testado com duas tensões diferentes de entrada. As figuras 7, 8, 9, 10, 11 e 12 mostram a corrente e tensão de entrada, tensão sobre um interruptor do estágio *chopper* e tensão e corrente de saída para operação com tensões de entrada de 110V e 220V respectivamente. Pode-se observar um fator de potência unitário para as duas tensões de entrada. A figura 13 mostra a corrente e tensão na saída para uma carga não linear. Pode-se notar que mesmo operando com um fator de crista maior que três a tensão de saída é senoidal e de alta qualidade. A carga utilizada está de acordo com a norma IEC62040-3 (ver figura 14). A figura 15 mostra o momento da transição entre o modo rede e o modo bateria. A tensão de saída não é perturbada em nenhum instante durante a transição dos modos. A figura 16 mostra a tensão e corrente no banco de baterias durante a operação no modo bateria. É observada uma corrente contínua com pequena ondulação, condição que aumenta a vida útil das baterias.



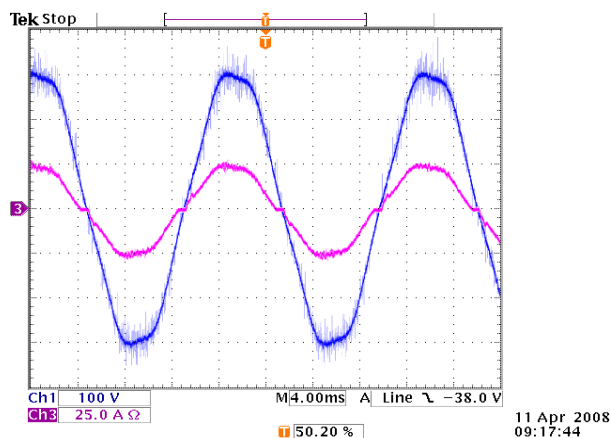
**Figura 7 - Tensão e corrente na entrada. Operação em 110V. (Ch1:50V/div.; Ch3:50A/div.; 4ms/div.).**



**Figura 8 - Tensão sobre um interruptor do *chopper*. Operação em 110V. (Ch4:200V/div.; 10us/div.).**



**Figura 9 - Tensão e corrente na saída do inversor. Operação em 110V. (Ch3:25A/div.; Ch4:50V/div.; 4ms/div.).**



**Figura 10 - Tensão e corrente na entrada. Operação em 220V. (Ch1:100V/div.; Ch3:25A/div.; 4ms/div.).**

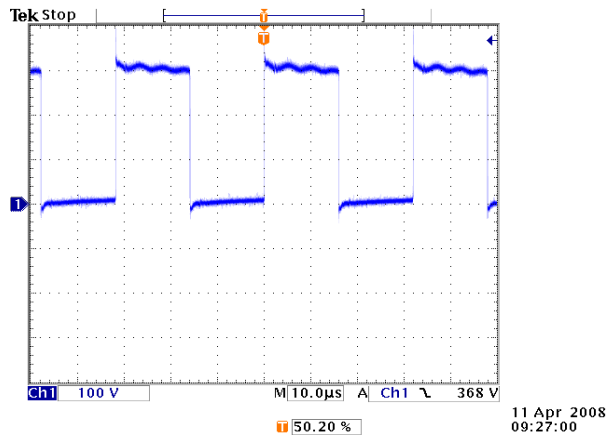


Figura 11 - Tensão sobre um interruptor do *chopper*. Operação em 220V. (Ch4:100V/div.; 10µs/div.)

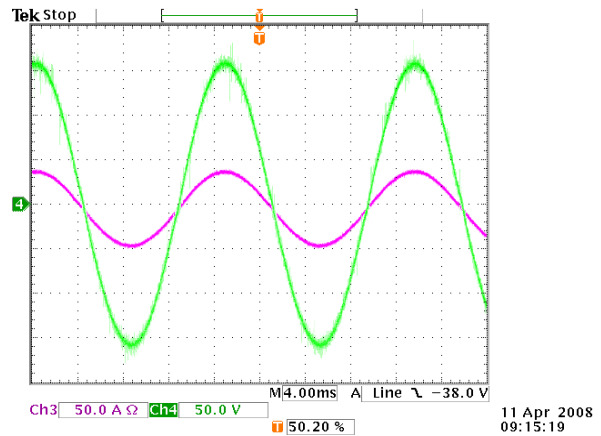


Figura 12 - Tensão e corrente na saída do inversor. Operação em 220V. (Ch3:50A/div.; Ch4:50V/div.; 4ms/div.)

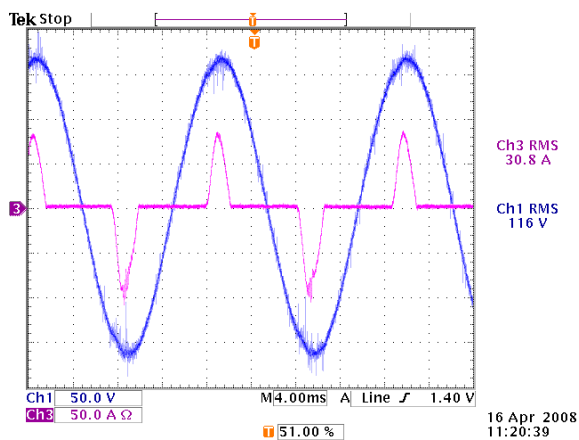


Figura 13 - Tensão e corrente na saída com carga não linear (Ch1:50V/div.; Ch3:50A/div.; 4ms/div.).

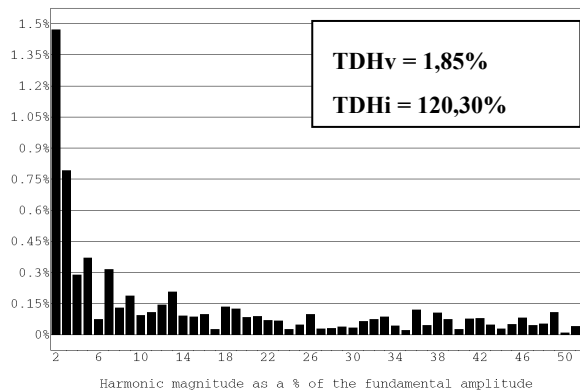


Figura 14 - Espectro harmônico da tensão de saída para a condição de carga não-linear na saída.

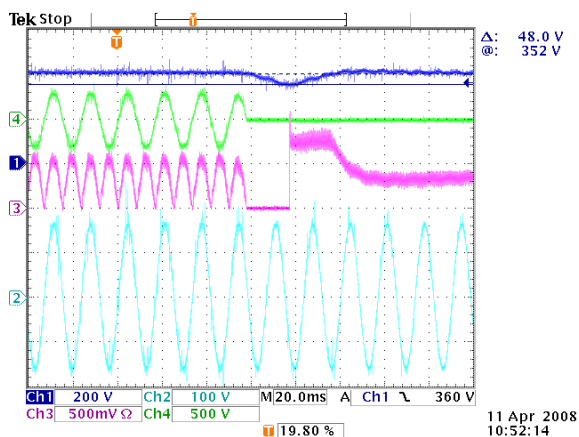


Figura 15 - Transição do modo rede para o modo bateria (Entrada 220Vca). De cima para baixo são mostradas: Tensão e corrente na entrada, corrente no banco de baterias e tensão de saída. (Ch1:200V/div.; Ch2:100V/div.; Ch3:25A/div.; Ch4: 500V/div.; 20ms/div.)

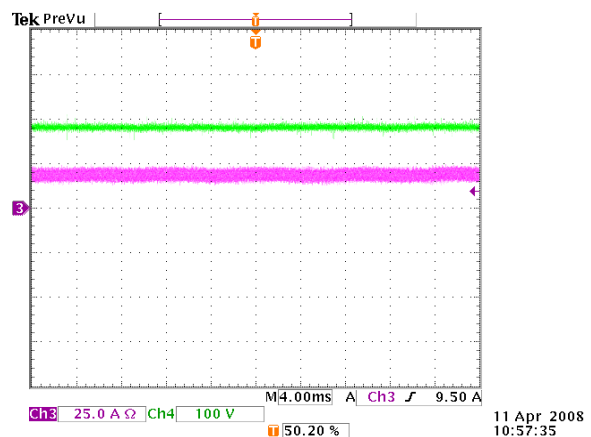


Figura 16 - Tensão e corrente no banco de baterias durante a operação da UPS no modo bateria. (Ch3:25A/div.; Ch4: 100V/div.; 4ms/div.).

As figuras 17 e 18 mostram o rendimento da *UPS* e o fator de potência de entrada para a operação em 110V e 220V, respectivamente. Como pode ser observado, a partir de uma pequena potência o fator de potência já é maior que 0,95.



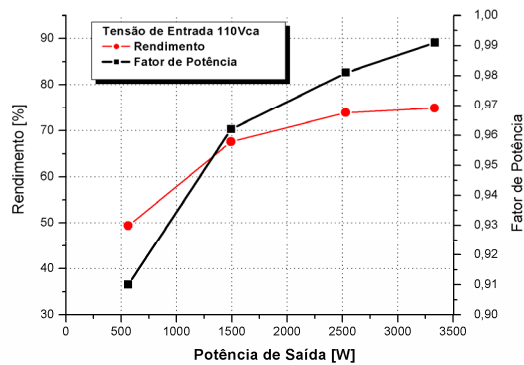


Figura 17 – Rendimento e fator de potência da UPS para tensão de entrada de 110V.

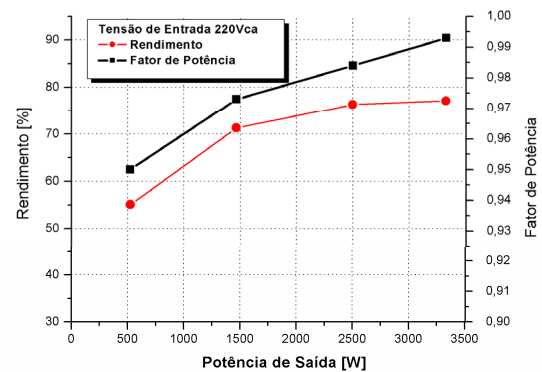


Figura 18 - Rendimento e fator de potência da UPS para tensão de entrada de 220V.

## 7. CONCLUSÕES

Neste artigo foi apresentada uma *UPS* de dupla conversão com isolamento em alta frequência que opera com tensões de entrada de 110V-220V. Um protótipo de 5KVA foi montado de acordo as especificações de projeto apresentadas. Devido a utilização de um estágio *boost*, é possível realizar a correção do fator de potência ativa da corrente de entrada, conforme pode ser visto nas figuras 7 e 10. Para o controle do conversor *boost* foi utilizado a técnica tradicional do controle modo corrente média. O rendimento do sistema para a condição de máxima carga foi 75% quando funcionando em 220V. Esse valor foi medido com o carregador de baterias ligado, fato que diminui o rendimento do sistema. Esse rendimento só é alcançado devido ao uso de técnicas de comutação suave nos interruptores dos estágios *chopper* e *boost*. O estágio inversor não opera com comutação suave, fazendo-se necessário o uso de simples *snubbers* RCD para conter as sobretensões nos interruptores. Finalmente, pode-se comprovar a viabilidade do projeto da *UPS* através dos resultados experimentais.

## REFERÊNCIAS

- J. M. Guerrero, L. G. Vicuna, J. Uceda. **Uninterruptible power supply systems provide protection.** *IEEE Ind. Electron. Magazine*, vol. 01, no. 1, pp. 28-38, Spring 2007.
- F. Botterón and H. Pinheiro. **A three-phase UPS that complies with the standard IEC 62040-3.** *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 4, pp. 2120-2136, Aug. 2007.
- J.-H. Choi, J.-M. Kwon, J.-H. Jung, B.-H. Kwon. **High-performance online UPS using three-leg type converter.** *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 52, no. 3, pp. 889–897, June 2005.
- C.-C. Yeh, and M. D. Manjrekar. **Reconfigurable uninterruptible power supply system for multiple power quality applications.** *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 4, pp. 1361–1372, July 2007.
- R. Koffler. **Transformer or transformerless UPS?** *Power Eng. J.*, vol. 17, no. 3, pp. 34–36, Jun./Jul. 2003.
- K. Hirachi, J. Yoshitsugu, K. Nishimura, A. Chibani, M. Nakaoka. **Switched-mode PFC rectifier with high-frequency transformer link for high-power density single phase UPS.** in *Conf. Rec. IEEE Power Electron. Spec. Conf.*, vol. 01, pp. 290-296, 1997.
- R. Yamada, et al. **High-frequency isolation UPS with novel SMR.** in *Conf. Rec. IEEE Ind. Electron., Control and Instrumentation Conf.*, vol. 02, pp. 1258-1263, 1993.
- H. Pinheiro, P. K. Jain. **Series-parallel resonant converter UPS with capacitive output DC bus filter for powering HFC networks.** *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 17, no. 6, pp. 971–979, Nov. 2006.

\_\_\_\_\_. Uninterruptible Power Systems (UPS)—Part 3: Method of Specifying the Performance and Test Requirements. First Edition 1999–03, International Standard IEC 62040-3.