

# Uma Nova Topologia de UPS Monofásica Não Isolada Baseada em Conversores Boost

Rodrigo C. Fuentes e Humberto Pinheiro

UFSM/CT/DELC/NUPEDEE

CEP: 97105-900 – Santa Maria - RS - Brasil

E-mail: [rfuentes@ctlab.ufsm.br](mailto:rfuentes@ctlab.ufsm.br) & [humberto@ctlab.ufsm.br](mailto:humberto@ctlab.ufsm.br)

**Resumo** - Este artigo apresenta uma nova topologia de fonte ininterrupta de energia monofásica não-isolada, que supera algumas desvantagens das topologias existentes para médias e baixas potências. Algumas características apresentadas pela UPS proposta são: pequeno número de semicondutores, baixa tensão de bateria, flexibilidade para a seleção das tensões da rede de entrada e da carga, neutro comum entre a rede elétrica de entrada e a carga, eliminando a necessidade de um transformador isolador. A UPS proposta é composta de três conversores boost bidirecionais, onde a rede elétrica de entrada e a carga são conectadas em modo diferencial entre os terminais de saída destes conversores. O controle da UPS é implementado em modo de deslizamento e, para melhorar a robustez e a confiabilidade, é proposto um limitador de corrente. Neste artigo, são apresentados o princípio de operação, análise do circuito, descrição do controlador e resultados experimentais para os dois modos típicos de operação que são: Modo de Operação Normal e Modo de Operação Inversor. A operação do limitador de corrente é verificada experimentalmente sob algumas condições de transitórios de carga, tais como curto-circuito na saída e operação com cargas não lineares.

**Abstract** – This paper presents a single phase non-isolated uninterruptible power supply topology that overcomes the major drawbacks of the previous reported ones. Among the desired features of the proposed UPS topology are: small number of semiconductors, low battery voltage, flexibility for the selection of the input and output voltages and common neutral between the incoming AC line and the load. The proposed UPS is composed of three bi-directional boost converters, where both the incoming AC line and the load are connected in differential mode across the output terminals of these boost converters. A new sliding mode current limiter is introduced to improve robustness and reliability of the proposed UPS. In this paper, analysis and experimental results for both the line operating mode and backup mode are presented. In addition, the current limiter operation is experimentally verified under several load transient conditions.

## I. INTRODUÇÃO

Fontes ininterruptas de energia são utilizadas em uma variedade de aplicações, como por exemplo, para proteger cargas críticas contra perturbações (impulsos transitórios, sub-tensões, sobre-tensões e faltas) oriundas da rede elétrica. Entre as UPS, as monofásicas não-isoladas se destinam a

proteger cargas de médias e baixas potências, devido ao tamanho reduzido e baixo custo comparado com as UPS's isoladas.

Muitas topologias de UPS's monofásicas não-isoladas foram apresentadas na literatura [1-5]. A maioria delas são baseadas em configurações com: retificador de entrada, barramento CC e inversor de saída. Tanto o retificador de entrada quanto o inversor de saída podem ser e configurações de meia-ponte [2,4] ou em configurações de ponte-completa [1,5]. Com relação ao número de componentes, as UPS's baseadas em retificador e inversor de meia-ponte são mais atraentes do que as de ponte-completa.

O circuito retificador de entrada deve operar com fator de potência próximo ao unitário, por duas razões. Primeiro, aproveitar a máxima capacidade de potência da única fase disponível. Segundo, satisfazer os limites impostos pelas normas internacionais de regulamentação (IEC 61000-3-2), que limitam o conteúdo harmônico gerado por equipamentos conectados à rede elétrica.

O barramento CC pode ser formado por uma associação de baterias ou por capacitores eletrolíticos de grande capacitância conectados com as baterias através de um conversor CC/CC bidirecional [2]. Neste caso, um dos aspectos relevantes a ser considerado é a tensão de armazenamento de bateria. Para diminuir custos e aumentar a confiabilidade, é desejável operar com baixa tensão de bateria. Nas topologias baseadas em ponte-completa, a tensão no barramento CC deve ser maior que o valor de pico da tensão de saída [1,5] e este valor deve ser duas vezes maior nas topologias de meia-ponte.

O inversor de saída pode ser constituído por configurações de meia ponte ou de ponte completa, cada uma delas com suas peculiaridades em relação ao número de componentes e aos esforços de tensão e de corrente envolvidos. Entretanto, as configurações de meia-ponte normalmente sofrem de desbalanceamento na tensão do barramento CC [2]. Este fato se torna crítico durante a partida de cargas como transformadores ou retificadores a diodo seguidos por grandes capacitores eletrolíticos. Uma solução para o problema do desbalanceamento do barramento CC é apresentado em [4], mas ao custo de adicionar um grande número de diodos e interruptores.

Este artigo apresenta uma topologia de UPS monofásica não-isolada com as seguintes características: (i) número reduzido de interruptores; (ii) flexibilidade na seleção da tensão de bateria e da tensão de saída; (iii) não apresenta desbalanceamento no barramento CC, (iv) neutro comum entre a rede elétrica de entrada e a carga, eliminando a necessidade de um transformador isolador. A topologia da UPS proposta é apresentada na figura 1.

Esta UPS é formada por três conversores boost bidirecionais em corrente. Cada conversor boost é constituído por dois interruptores do tipo Mosfet de potência, um indutor boost e um capacitor de filtro de saída. No conjunto total da UPS estão representados o filtro de entrada  $l_s$  e os interruptores tiristorizados de transferência. Como a UPS é do tipo on-line o interruptor de transferência entre o braço um e a saída está sempre acionado. Entretanto, no caso de falha da UPS este interruptor é bloqueado, entrando em operação o interruptor localizado entre os nós um e três. Os braços três e dois formam o estágio retificador boost e os braços um e dois o inversor boost [7,10,11]. Verifica-se que o braço dois é comum tanto ao estágio retificador quanto ao estágio inversor, reduzindo o número de componentes.

Este artigo é organizado da seguinte forma: Seção II, Princípio de operação; Seção III, Análise do Circuito; Seção IV, Descrição do controlador; Seção V, Resultados Experimentais; Seção VI, Conclusões.

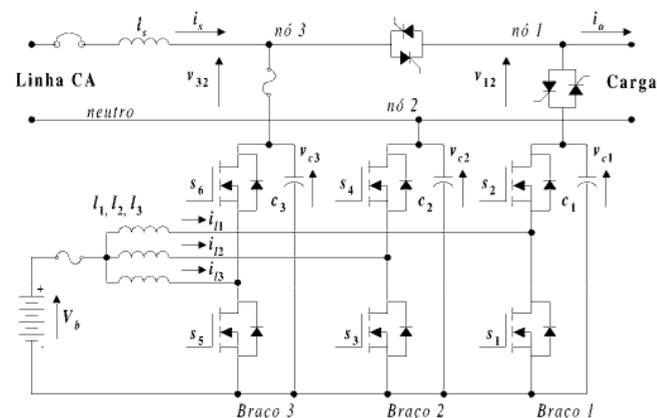


Figura 1. Circuito de potência da UPS proposta.

## II. PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO

Nesta Seção é descrito o princípio de operação da UPS proposta. Dois modos de operação que dependem do estado da tensão da rede elétrica de entrada são considerados. O primeiro é chamado Modo de Operação Normal, que ocorre quando a tensão da rede elétrica de entrada está dentro dos níveis aceitáveis. O segundo é chamado Modo de Operação Inversor e ocorre quando a rede elétrica de entrada sofre uma falta.

### A. Modo de Operação Normal

Durante a Modo de Operação Normal é transferida potência da rede elétrica de entrada para a bateria e para a carga. Ambos, retificador boost (braços 3 e 2) e inversor (braços 1 e 2) estão ativos. Todas as correntes  $i_{11}$ ,  $i_{12}$  e  $i_{13}$  operam em modo de condução contínua e as tensões de saída  $v_{c1}$ ,  $v_{c2}$  e  $v_{c3}$  são controladas para que apresentem um componente contínua e uma componente alternada fundamental na frequência da tensão da rede elétrica de entrada (60Hz). As componentes contínuas devem ser de mesma magnitude. Deste modo, não haverá componente contínua nas tensões diferenciais do lado da carga  $v_{12}$ , e da rede  $v_{32}$ . Para a correta operação dos conversores boost as amplitudes das componentes contínuas devem ser selecionadas assegurando que as tensões  $v_{c1}$ ,  $v_{c2}$  e  $v_{c3}$  sempre

sejam maiores que a tensão de bateria,  $V_b$ . É sugerido, neste artigo, que a amplitude da componente fundamental da tensão  $v_{c2}$  seja mantida em um valor constante, desde que o braço 2 seja comum ao retificador boost de entrada e ao inversor boost de saída. Por outro lado, as tensões  $v_{c1}$  e  $v_{c3}$ , devem ser controladas de forma a produzir respectivamente a tensão de saída e a corrente de entrada desejadas.

### B. Modo de Operação Inversor

Durante o Modo de Operação Inversor, os braços 1 e 2 transferem energia da bateria para a carga. Durante este modo de operação, o braço 3 pode ser desativado ou pode ser controlado para assegurar que a corrente de rede ( $i_s$ ) seja igual a zero.

Na próxima seção, as análises detalhadas da UPS e Modo de Operação Normal e em Modo de Operação Inversor são apresentadas.

## III. ANÁLISE DO CIRCUITO

Para simplificar a análise, são feitas as seguintes suposições:

- (i) Todos os componentes são considerados ideais, se perdas;
- (ii) Os interruptores dos conversores boost bidirecionais são controlados de modo complementar. Como resultado, os conversores boost operam em modo de condução contínua para as correntes  $i_{11}$ ,  $i_{12}$ ,  $i_{13}$ ;
- (iii) As ondulações de alta frequência são desprezadas, calculando-se as médias das variáveis no circuito durante um período de comutação;
- (iv) As quedas de tensão nos indutores  $l_1$ ,  $l_2$ ,  $l_3$ ,  $l_s$  e as correntes que circulam através dos capacitores  $c_1$ ,  $c_2$  e  $c_3$  são desprezadas.

A tensão CA da rede de entrada é definida como:

$$v_{32}(t) = V_s \sqrt{2} \sin(\omega t) \quad (1)$$

onde  $V_s$  é a tensão eficaz da rede elétrica de entrada. Utilizando as suposições acima, a tensão CA de carga é definida por:

$$v_{12}(t) = V_o \sqrt{2} \sin(\omega t) \quad (2)$$

onde  $V_o$  é a tensão eficaz de carga.

As relações entre as tensões da entrada e da carga (figura 1), podem ser encontradas aplicando-se a lei das tensões de Kirchhoff:

$$v_{32}(t) = \bar{v}_{c3}(t) - \bar{v}_{c2}(t) \quad (3)$$

$$v_{12}(t) = \bar{v}_{c1}(t) - \bar{v}_{c2}(t) \quad (4)$$

A barra sobre as variáveis indica que a quantidade associada é um valor médio em um período de comutação.

Seguindo a descrição da Seção II, as tensões  $\bar{v}_{c1}$ ,  $\bar{v}_{c2}$  e  $\bar{v}_{c3}$ , que representam as tensões de saída dos conversores boost, podem ser expressas como:

$$\bar{v}_{c1}(t) = V_{dc} + V_{c1-1} \sin(\omega t) \quad (5)$$

$$\bar{v}_{c2}(t) = V_{dc} + V_{c2-1} \sin(\omega t + \pi) \quad (6)$$

$$\bar{v}_{c3}(t) = V_{dc} + V_{c3-1} \sin(\omega t) \quad (7)$$

onde  $V_{dc}$  é o nível de tensão contínua,  $V_{c1-1}$ ,  $V_{c2-1}$  e  $V_{c3-1}$  são as amplitudes das componentes fundamentais das tensões  $v_{c1}$ ,  $v_{c2}$ ,  $v_{c3}$  e  $\omega$  é a frequência angular da rede de entrada CA.

A amplitude da tensão contínua é computada como uma função da tensão  $V_s$  de entrada, da tensão de carga  $V_o$ , da tensão de bateria  $V_b$  e do ciclo de trabalho mínimo  $D_{min}$ , como:

$$V_{dc} = \frac{V_o \sqrt{2}}{2} + \frac{V_b}{1-D_{min}} \quad \text{se } V_o > V_s \quad (8)$$

$$V_{dc} = V_s \sqrt{2} - \frac{V_o \sqrt{2}}{2} + \frac{V_b}{1-D_{min}} \quad \text{se } V_o < V_s \quad (9)$$

Além disso, considerando a operação dos conversores boost, as tensões médias “instantâneas” de saída de cada conversor são expressas como:

$$\frac{\bar{v}_{c1}}{V_b} = \frac{1}{1-\bar{d}_1}, \quad \frac{\bar{v}_{c2}}{V_b} = \frac{1}{1-\bar{d}_2}, \quad \frac{\bar{v}_{c3}}{V_b} = \frac{1}{1-\bar{d}_3} \quad (10-12)$$

onde  $\bar{d}_1$ ,  $\bar{d}_2$  e  $\bar{d}_3$  são os ciclos de trabalho médio “instantâneos” dos braços 1, 2 e 3 respectivamente.

Finalmente, para obter as correntes médias “instantâneas” dos indutores,  $\bar{i}_{l1}$ ,  $\bar{i}_{l2}$ ,  $\bar{i}_{l3}$  e a corrente média da bateria, é necessário aplicar a lei das correntes de Kirchhoff aos nós 1, 2 e 3 (figura 1). Utilizando a equação que governa a operação do conversor boost em modo de condução contínua, é possível encontrar:

$$\bar{i}_{l1}(t) = \frac{\bar{i}_o}{1-\bar{d}_1}, \quad \bar{i}_{l2}(t) = \frac{\bar{i}_s - \bar{i}_o}{1-\bar{d}_2}, \quad \bar{i}_{l3}(t) = \frac{-\bar{i}_s}{1-\bar{d}_3} \quad (13-15)$$

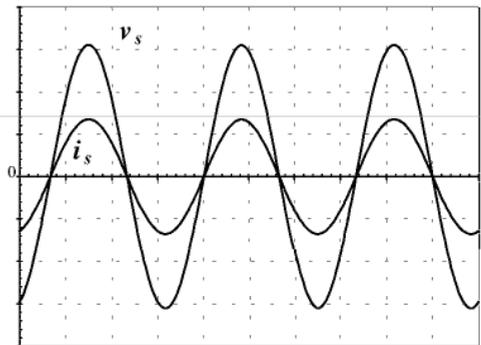
$$\bar{i}_b = \bar{i}_{l1} + \bar{i}_{l2} + \bar{i}_{l3}. \quad (16)$$

As equações acima são utilizadas para obter os valores das correntes, tensões e ciclo de trabalho da UPS proposta nas diferentes condições de operação. Como exemplo, considerou-se uma UPS com os parâmetros apresentados na Tabela I. A partir destes parâmetros, é possível computar  $v_{c1}$ ,  $v_{c2}$  e  $v_{c3}$  utilizando as equações (5) até (7). Então, calculam-se os ciclos de trabalho nas equações (10) até (12). Finalmente, as correntes  $i_{l1}$ ,  $i_{l2}$  e  $i_{l3}$  são obtidas nas equações (13) até (15). As figuras 2 a 6 ilustram os resultados deste procedimento.

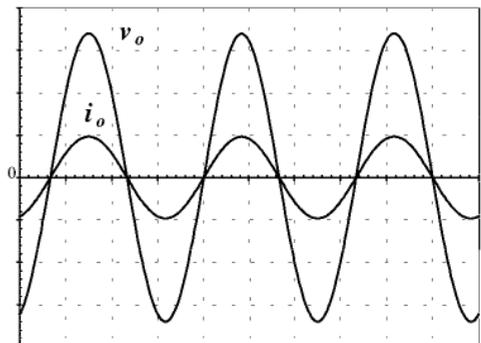
**TABELA I**

**PARÂMETROS DA UPS**

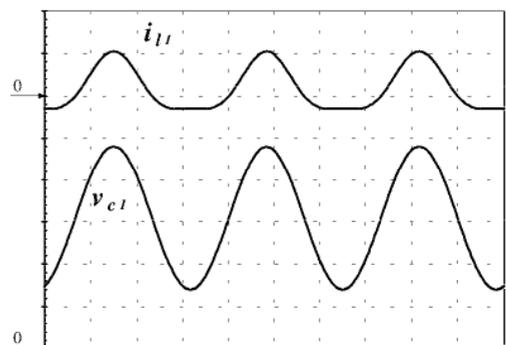
Tensão Nominal da Rede de entrada, $V_s$	110V
Tensão de Saída, $V_o$	120V
Tensão Nominal de Bateria, $V_b$	48V
Frequência Angular da Rede de Entrada, $\omega$	377 rad/s
Potência de Saída, $P_o$	170W
Potência de Carga da Bateria, $P_b$	30W



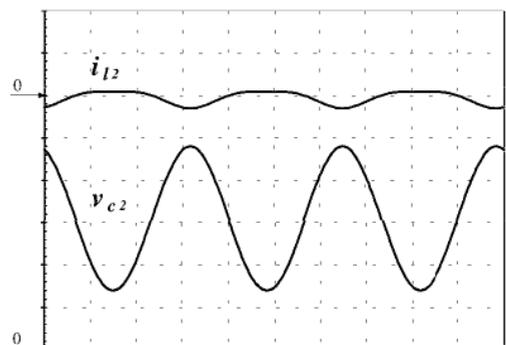
**Figura 2.** Tensão e corrente de entrada durante o Modo de Operação Normal. Escalas verticais: 50V/div. e 2A/div. Escala horizontal 5ms/div.



**Figura 3.** Tensão e corrente de saída durante o Modo de Operação Normal. Escalas verticais: 50V/div. e 2A/div. Escala horizontal 5ms/div.



**Figura 4.** Corrente no indutor boost  $i_{l1}$  e tensão na saída do conversor  $v_{c1}$ . Escalas verticais: 50V/div. e 10A/div. Escala horizontal 5ms/div.



**Figura 5.** Corrente no indutor boost  $i_{l2}$  e tensão na saída do conversor  $v_{c2}$ . Escalas verticais: 50V/div. e 10A/div. Escala horizontal 5ms/div.

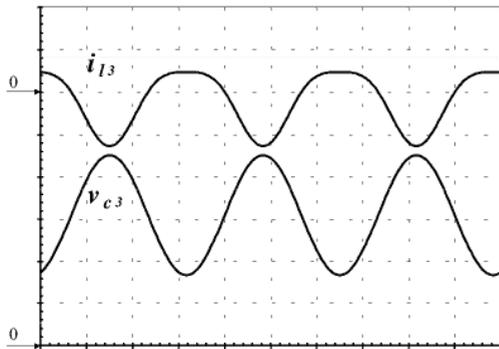


Figura 6. Corrente no indutor boost  $i_{L3}$  e tensão na saída do conversor  $v_{c3}$ . Escalas verticais: 50V/div. e 10A/div. Escala horizontal 5ms/div.

#### IV. DESCRIÇÃO DO CONTROLADOR

Para controlar a UPS proposta, foi utilizado um controlador por modo de deslizamento [7,8,9]. O controle por modo de deslizamento normalmente resulta em sistemas robustos e em muitos casos o comportamento dinâmico médio do sistema é insensível a incertezas paramétricas e perturbações externas. Este tipo de controle foi aplicado para o retificador boost e inversor boost em [6,10,11]. Porém, alguns pontos relevantes, como limitação de corrente durante a partida e curto-circuito na saída, ainda permaneceram sem soluções.

Nesta seção, é discutido o controlador por modo de deslizamento da UPS proposta e apresentado um novo controlador com a capacidade de limitação de corrente.

Para simplificar as análises e o projeto, cada braço da UPS proposta é controlado separadamente. As subseções seguintes descrevem os controladores implementados.

##### A. Controlador dos braços 1 e 2

O objetivo do controle é produzir as tensões  $v_{c1}$  e  $v_{c2}$  em formas de onda senoidais com os níveis contínuos apropriados, enquanto as correntes que circulam pelos indutores  $L_1$  e  $L_2$  são mantidas dentro de limites aceitáveis. Uma superfície de deslizamento é definida como:

$$S(x) = K_1 x_1 + K_2 x_2 = 0, \quad (17)$$

onde  $K_1$  e  $K_2$  são os ganhos associados com os erros de corrente de entrada do conversor boost  $x_1$ , e de tensão de saída  $x_2$ , respectivamente.

O diagrama de blocos do controlador por modo de deslizamento implementado é apresentado na figura 7.

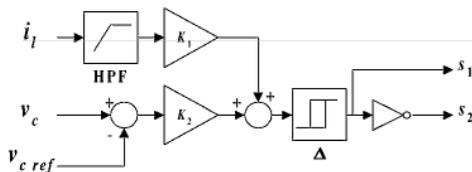


Figura 7. Diagrama de blocos do controlador por modo de deslizamento dos braços 1 e 2.

Levando em consideração a dificuldade em sintetizar a referência de corrente, um filtro passa alta de primeira ordem (HPF) foi utilizado para gerar o erro da corrente de entrada  $x_1$  [9]. O filtro passa alta implementado tem a seguinte função de transferência:

$$HPF = \frac{s+z}{s+p}, \quad (18)$$

onde  $z$  representa a frequência angular do zero e  $p$  a frequência angular do polo e  $\text{rad/s}$ .

Com o intuito de limitar a frequência de comutação, utilizou-se um comparador com histerese, onde a largura da histerese é representada no diagrama de blocos por  $\Delta$ .

Com relação ao projeto, os componentes de potência são obtidos a partir das especificações de entrada e de saída, faixa de frequência de operação e ondulação máxima na tensão de saída. Então, os ganhos do controlador  $K_1$  e  $K_2$  são selecionados de forma a garantir a condição de existência do modo de deslizamento, a estabilidade e assegurar uma resposta dinâmica rápida [8].

##### B. Controlador do braço 3

O objetivo de controle do terceiro braço é assegurar que a corrente de entrada apresente uma forma de onda senoidal em fase com a tensão da rede elétrica de entrada. São necessários dois filtros passa alta para gerar o erro de corrente de entrada do boost  $x_1$  e o erro de tensão de saída do boost  $x_2$ .

A superfície de modo deslizante neste caso é definida como:

$$S(x) = K_1 x_1 + K_2 x_2 + K_3 x_3 = 0, \quad (19)$$

onde  $K_3$  é o ganho associado com o erro da corrente de entrada da rede elétrica  $x_3$ .

O diagrama de blocos do controlador implementado é mostrado na figura 8.

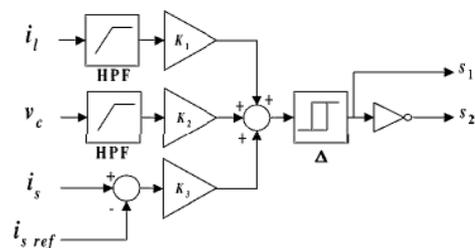


Figura 8. Diagrama de blocos do controlador do braço 3.

##### C. Limitador de Corrente

Em aplicações como de fontes ininterruptas de energia, é desejável limitar a corrente nos dispositivos semicondutores durante transitórios causados pela partida de determinadas cargas ou curto-circuitos. Outro fato relevante, é a entrada em operação da UPS proposta, que se torna crítica devido ao fato de ser constituída por conversores do tipo boost. Correntes destrutivas podem ser produzidas nos semicondutores antes que as trajetórias dos estados alcance

a superfície de deslizamento. Torna-se então necessária a inclusão de um circuito limitador de corrente.

A superfície de deslizamento pode ser modificada para este propósito da seguinte forma: Primeiro, soma-se o fator  $K_a i_l$  na superfície de deslizamento original (17). Então, introduz-se uma função não linear de saturação (SNL) no circuito. Os limites máximo e mínimo do SNL,  $+i_{lim}$  e  $-i_{lim}$ , definem o máximo e o mínimo valor da corrente de entrada do indutor boost. A saída do SNL é chamada  $i_{ref}$  e é determinada por:

$$i_{ref} = \begin{cases} i_{lim} & \text{se } (S(x) + K_a i_l) \geq i_{lim} \\ S(x) + K_a i_l & \text{se } -i_{lim} < (S(x) + K_a i_l) < i_{lim} \\ -i_{lim} & \text{se } (S(x) + K_a i_l) \leq -i_{lim} \end{cases} \quad (20)$$

O último passo é subtrair o fator  $K_a i_l$  que resulta em uma nova superfície de deslizamento  $S_1(x)$ , isto é:

$$S_1(x) = i_{ref} - K_a i_l = 0 \quad (21)$$

Então, se as trajetórias do sistema são mantidas na superfície  $S_1(x)=0$ , enquanto  $i_{ref}$  está limitado em valores aceitáveis, então as correntes  $i_l$  também serão limitadas. Note que, se os limites de saturação não são alcançados, a superfície de deslizamento original permanece inalterada pela operação do limitador de corrente. Isto ocorre porque o fator  $K_a i_l$  é somado e subtraído da equação original (17). O diagrama de bloco do controlador por modo de deslizamento, com a capacidade de limitação de corrente, é mostrado na figura 9.

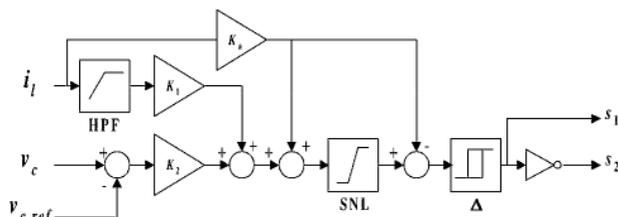


Figura 9. Diagrama de blocos do controlador por modo de deslizamento dos braços 1 e 2 com o limitador de corrente.

## V. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Um protótipo da UPS proposta foi implementado com a finalidade de validar as análises obtidas nas seções anteriores e demonstrar o seu desempenho. São apresentados resultados experimentais para o Modo de Operação Normal e para o Modo de Operação Inversor. Os componentes de potência e os parâmetros dos controladores são definidos na Tabela II e as condições nominais de operação são apresentadas na Tabela III. Observou-se que a frequência de operação varia dentro da faixa de 12kHz até 25kHz, com rendimentos de 84% e 89% nos modos de operação normal e inversor, respectivamente. Quanto à seleção dos interruptores, esses devem suportar a máxima tensão sobre os capacitores boost e correntes máximas definidas pelos indutores boost de entrada, Fig. 12-16.

### A. Modo de Operação Normal:

A corrente de entrada e a tensão de saída da UPS proposta apresentam baixa distorção harmônica total. Na figura 10 observa-se a tensão  $v_s$  e a corrente  $i_s$  de entrada. A figura 11 apresenta a tensão de carga  $v_o$  e a corrente de carga  $i_o$  operando com carga nominal ( $P_o=178W$ ) e carga de bateria ( $P_b=32W$ ).

TABELA II  
Parâmetros do Circuito de Potência e de Controle da UPS Implementada

PARÂMETROS DO CIRCUITO DE POTÊNCIA	
$i_s$	Filtro de entrada 2,5mH
$L_1, L_2, L_3$	Indutores Boost 480μH
$C_1, C_2, C_3$	Capacitores de Polipropileno 16μF/250Vac
$S_1, S_2, S_3, S_4, S_5, S_6$	MOSFETs de Potência IRFP264
PARÂMETROS DO CONTROLADOR DOS BRAÇOS 1 E 2	
$K_1$	Ganho do erro de corrente no indutor = 0,24
$K_2$	Ganho do erro de tensão no capacitor = 0,08
$K_3$	Ganho do limitador de corrente = 4,5
$\Delta$	Largura da histerese do comparador = 0,6V
$z$	Frequência do zero do HPF = 0 rad/s
$p$	Frequência do polo do HPF = 1000 rad/s
PARÂMETROS DO CONTROLADOR DO BRAÇO 3	
$K_1$	Ganho do erro de corrente no indutor = 0,26
$K_2$	Ganho do erro de tensão no capacitor = 0,01
$K_3$	Ganho do erro da corrente de entrada = 1,5

TABELA III  
Condições Nominais de Operação da UPS Implementada

OPERAÇÃO NO MODO NORMAL	
Potência de Entrada	250W
Potência de Saída	178W
Potência de Carga da Bateria	32W
Tensão da Bateria	48Vdc
Tensão de Saída	120Vrms
Tensão da Rede elétrica	110Vrms
OPERAÇÃO NO MODO INVERSOR	
Potência Fornecida pela Bateria	200W
Potência de Saída	178W
Tensão da Bateria	48Vdc
Tensão de Saída	120Vrms

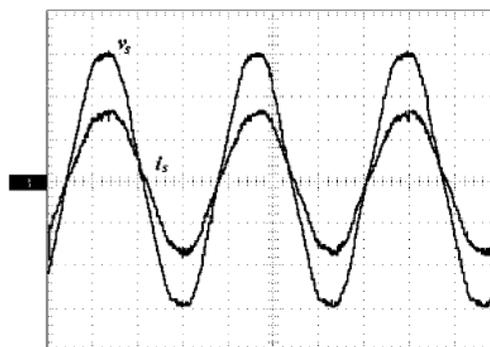


Figura 10. Tensão e corrente de entrada durante o Modo de Operação Normal. Condições de operação conforme Tabela III. Escalas verticais: 50V/div. e 2A/div. Escala horizontal 5ms/div.

As tensões dos capacitores boost de saída possui componentes alternadas e contínuas requeridas para manter a

desejada corrente de entrada e a tensão de saída. Nas figuras 12 e 13 se verifica que  $v_{c1}$ ,  $v_{c2}$  e  $v_{c3}$  apresentam tensões contínuas idênticas a 155V. Verifica-se que a tensão  $v_{c3}$  é menor que a tensão  $v_{c2}$ . Isto é devido à tensão da fonte CA de entrada ( $V_s=110V$ ) ser menor que a tensão de carga ( $V_o=120V$ ).

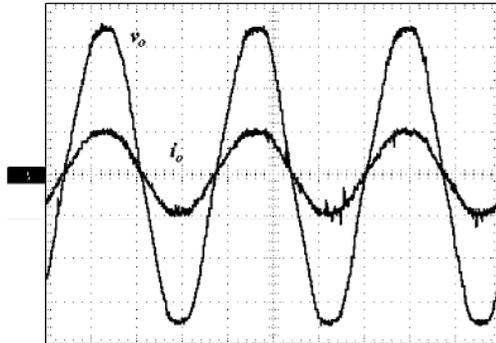


Figura 11. Tensão e corrente de saída. Condições de operação conforme Tabela III. Escalas verticais: 50V/div. e 2A/div. Escala horizontal 5ms/div.

Comparando-se os resultados experimentais das figuras 10-16 com os resultados analíticos da Seção III, figuras 2-6, conclui-se que foi obtida uma boa correspondência entre os resultados experimentais e os resultados analíticos. Obviamente, deve-se ressaltar que as ondulações de alta frequência são desprezadas nos resultados analíticos.

#### B. Modo de Operação Inversor:

A tensão CA de carga  $v_o$  durante o Modo de Operação Inversor é a mesma observada no Modo de Operação Normal. Isto ocorre porque as tensões boost de saída  $v_{c1}$  e  $v_{c2}$  são controladas para seguir as referências independentemente da condição da tensão da rede elétrica de entrada, como ilustrado na figura 12. A tensão de carga correspondente é mostrada na figura 11. A única diferença ocorre no terceiro braço, que foi mantido inoperante durante o Modo de Operação Inversor.

A operação do limitador de corrente proposto foi verificada sob várias condições transitórias de carga, demonstrando a robustez e a confiabilidade da UPS proposta. A figura 17 apresenta um transitório de operação com carga dentro dos limites normais para sobrecarga. Neste resultado, a referência limitadora de corrente foi estabelecida em 12A. Realmente, é visto que a corrente no indutor boost é limitada em 12A. A tensão e a corrente de saída durante um curto-circuito na carga são apresentadas na figura 18. A tensão de saída cai para zero e a corrente de carga fica limitada. Por outro lado, a figura 19 apresenta um transitório na carga causado pela partida de um transformador. Até mesmo sob esta condição, a tensão de carga não sofre nenhuma variação perceptível pela forma assimétrica da corrente de partida do transformador.

A figura 20 apresenta a operação com carga não linear, obtida conectando-se na saída da UPS um indutor seguido de um retificador com filtro capacitivo. Observa-se que, mesmo com esta condição de carga, a tensão de saída sofre apenas uma pequena distorção.

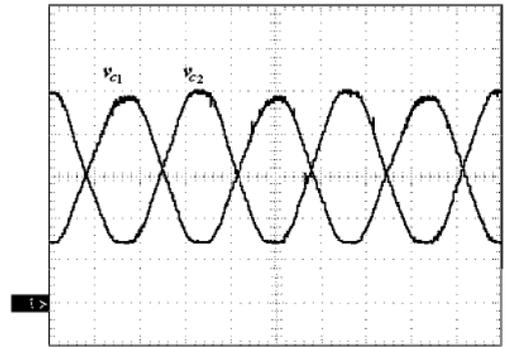


Figura 12. Tensões boost de saída  $v_{c1}$  e  $v_{c2}$  durante o Modo de Operação Normal. Escala vertical: 50V/div. Escala horizontal 5ms/div.

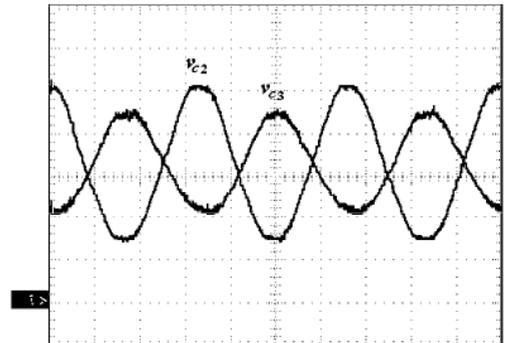


Figura 13. Tensões boost de saída  $v_{c2}$  e  $v_{c3}$  durante o Modo de Operação Normal. Escala vertical: 50V/div. Escala horizontal 5ms/div.

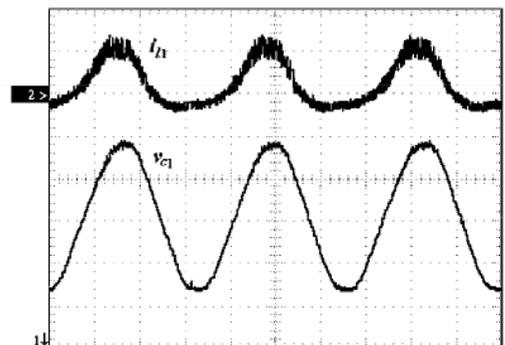


Figura 14. Corrente boost de entrada  $i_{l1}$  e tensão de saída  $v_{c1}$  durante o Modo de Operação Normal. Escalas verticais: 50V/div. e 10A/div. Escala horizontal 5ms/div.

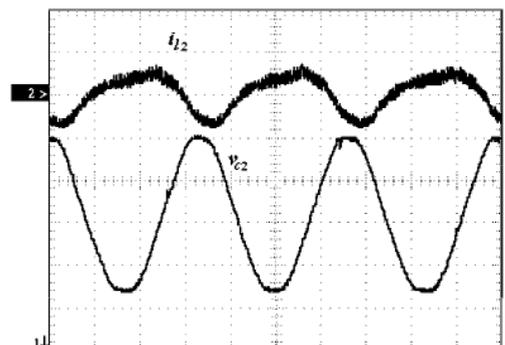


Figura 15. Corrente boost de entrada  $i_{l2}$  e tensão de saída  $v_{c2}$  durante o Modo de Operação Normal. Escalas verticais: 50V/div. e 10A/div. Escala horizontal 5ms/div.

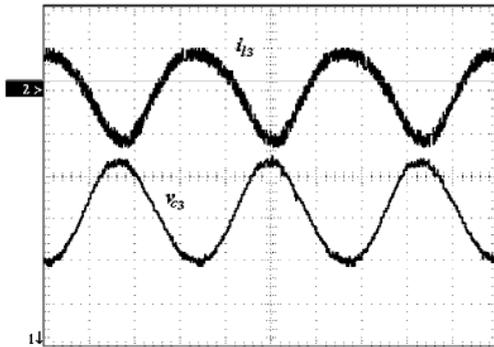


Figura 16. Corrente boost de entrada  $i_{13}$  e tensão de saída  $v_{cs}$  durante o Modo de Operação Normal. Escalas verticais: 50V/div. e 10A/div. Escala 5ms/div. horizontal.

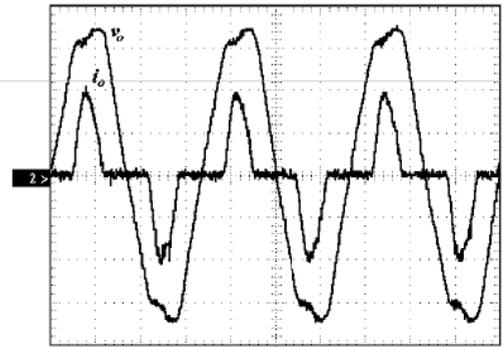


Figura 20. Tensão e corrente de saída da UPS  $v_o$  e  $i_o$  operando com carga não linear. Escalas verticais: 50V/div. e 1A/div. Escala horizontal 5ms/div.

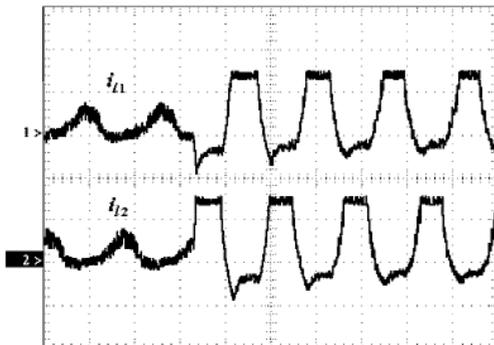


Figura 17. Correntes boost de entrada  $i_{11}$  e  $i_{12}$  durante o transitório de operação normal para sobrecarga. Escala vertical: 10A/div. Escala horizontal 10ms/div.

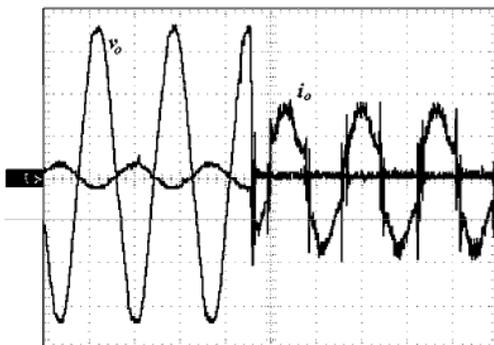


Figura 18. Tensão e corrente de saída da UPS  $v_o$  e  $i_o$  durante um curto circuito na carga. Escalas verticais: 50V/div. e 5A/div. Escala horizontal 10ms/div.

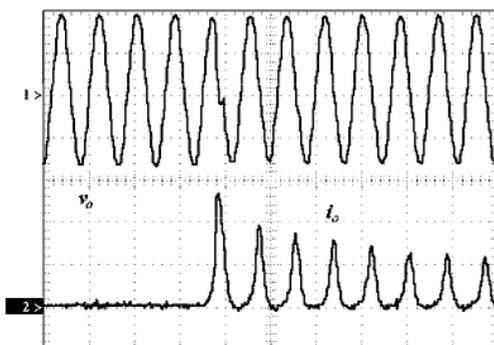


Figura 19. Tensão e corrente de saída da UPS  $v_o$  e  $i_o$  durante um transitório de carga causado pela partida de um transformador. Escalas verticais: 100V/div. e 2A/div. Escala horizontal 20ms/div.

## VI. CONCLUSÕES

Este artigo apresenta uma nova topologia de UPS monofásica não-isolada, adequada para aplicações de médias e baixas potência. Os principais atributos da topologia proposta são: (i) pequeno número de semicondutores, apenas seis interruptores executando as funções de retificação, carga da bateria e inversão; (ii) neutro comum entre a entrada e a carga, eliminando a necessidade de um transformador isolador; (iii) flexibilidade para a seleção das tensões de entrada, saída e tensão de bateria, (iv) não sofre desbalanceamento de tensão nos capacitores, (v) o limitador de corrente proposto garante robustez e confiabilidade. Além disso, foram apresentados resultados analíticos e experimentais, demonstrando o desempenho e a viabilidade da UPS proposta.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] D.M. Divan, "A new topology for single Phase UPS Systems", *IEEE-IAS 1989 Annual Meeting Conf. Rec.*, 1989, pp. 931-936.
- [2] K. Hirachi, M. Sakane, S. Niwa, T. Matsui, "Development of UPS Using New Type of Circuits", *IEEE-INTELEC'94 16th International Telecommunications Energy Conference Rec.*, 1994, pp. 635-642.
- [3] K. Hirachi, M. Sakane, T. Matsui, Kojima, M. Nakaoka, "Cost-Effective Practical Developments of High-Performance and Multi-Functional UPS with New System Configurations and their Specific Control Implementations", *IEEE-PESC Conf. Rec.*, 1995, pp.480-485.
- [4] G.J. Su, T. Ohno "A novel Topology for Single Phase UPS Systems", *IEEE-IAS 1997 Annual Meeting Conf. Rec.*, 1997.
- [5] T. Uematsu, T. Ikeda, N. Hirao, S. Totsuka, T. Ninomiya, H. Kawamoto, "A Study of the performance single-phase UPS", *IEEE-PESC' 98, Power Electronics Specialists Conf. Rec.*, 1998, vol.2, pp. 1872 -1878.
- [6] R. Cáceres and I.Barbi, "A boost DC-AC Converter: Analysis, Design and Experimentation", *IEEE Trans. on Power Electronics*, pp.134-141, Jan. 1999.
- [7] J.Y. Hung, W. Gao and J.C. Hung, "Variable Structure Control: A Survey", *IEEE Trans. on Industrial*

*Electronics*, pp.2-21, Vol 40 No. 1, Feb 1993.

- [8] H. Pinheiro, A. S. Martins and J. R. Pinheiro, "Inversores Monofásicos de Tensão Controlados por modos deslizantes", *Proc. 10<sup>th</sup> Brazilian Automatic Control Conf., CBA '94*, Rio de Janeiro, September 19-23, 1994, vol.2, pp.1177-1182.
- [9] P. Mattavelli, L. Rossetto, G. Spiazzi and P. Tenti, "General-Purpose Sliding-Mode Controller for DC/DC Converter Applications", *Proc. 24th IEEE-PESC Conf. Rec.*, 1993, pp.609-615.
- [10] I. E. Colling and I. Barbi, "A Reversible Step-Up Voltage-Source Inverter Controlled by Sliding Mode", *IEEE-PESC Conf. Rec.*, 1999, pp.538-543.
- [11] N. Vázquez, J. Almazán, J. Alvarez, C. Aguilar and J. Arau, "Analysis and Experimental Study of the Buck, Boost and Buck-Boost Inverters", *IEEE-PESC Conf. Rec.*, 1999, pp.801-806.

## DADOS BIOGRÁFICOS

**Rodrigo Cardozo Fuentes**, nasceu em Santa Maria – Rio Grande do Sul, em 1971. Formou-se em Eng. Elétrica e 1995 e obteve o título de Mestre em Eng. Elétrica em 1996 na Universidade Federal de Santa Maria – RS. Atualmente é aluno de Doutorado do Programa de Pós Graduação em Eng. Elétrica da Universidade Federal de Santa Maria e docente no Colégio Técnico Industrial de Santa Maria – CTISM-UFSM.

**Humberto Pinheiro**, nasceu em Santa Maria – Rio Grande do Sul, em 1960, formou-se em Engenharia Elétrica em 1983 pela Universidade Federal de Santa Maria – RS e obteve os títulos de Mestre e Doutor em Engenharia Elétrica em 1987 e 1999 pela universidade Federal de Santa Catarina e Concordia University, Canadá, respectivamente. Atualmente é professor adjunto do Departamento de Eletrônica e Computação da Universidade Federal de Santa Maria.