

ESTÁGIO DE ENTRADA COM DUPLA FUNCIONALIDADE APLICADO A UMA UPS TRIFÁSICA DE ALTO DESEMPENHO

William A. Venturini, Henrique Jank, Fábio E. Bisogno, Mário L. S. Martins, Humberto Pinheiro
Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria – RS, Brasil
e-mail: {williamventurini, hiquejank, fbisogno, mariolsm, humberto.ctlab.ufsm.br}@gmail.com

Resumo – Este trabalho apresenta uma configuração topológica que permite utilizar o estágio de entrada de uma UPS de dupla conversão como retificador trifásico, em modo normal de operação, e como conversor CC/CC elevador de tensão, em modo bateria. Dessa forma, evita-se o uso de um circuito específico para a descarga do banco de baterias, o qual deve ser dimensionado para a potência nominal da UPS. É apresentada a análise de funcionamento do estágio de entrada proposto, bem como a modelagem matemática e o sistema de controle que garantem a aplicabilidade na correção do fator de potência de entrada, no controle da tensão de barramento e ainda no equilíbrio das tensões sobre os capacitores de barramento. A metodologia desenvolvida e a boa performance do sistema proposto são validados através de resultados obtidos em uma plataforma *hardware-in-the-loop*, modelo Typhoon HIL402. Os resultados são adquiridos para uma UPS trifásica de 20 kVA.

Palavras-Chave – Correção do Fator de Potência, Fonte Ininterrupta de Energia, Retificador Trifásico, Sistema de Controle.

INPUT STAGE WITH DOUBLE FUNCTIONALITY APPLIED TO A HIGH PERFORMANCE THREE-PHASE UPS

Abstract – This work presents a topological configuration that allows the input stage of a double conversion UPS to be used as a three-phase rectifier and a DC/DC voltage boost converter in normal and backup operating mode, respectively. Thus, the use of a specific circuit for the discharge of the battery bank, which would be rated for UPS nominal power, is avoided. The operation analysis of the proposed input stage is presented, as well as the mathematical modeling and the control system that guarantee the applicability in the input power factor correction, DC bus voltage control and for the DC bus capacitors voltage balance. Hardware-in-the-loop results are acquired for a 20 kVA three-phase UPS to validate the developed analysis besides to demonstrate the good performance of the system.

Keywords – Control system, Power Factor Correction, Three-Phase Rectifier, Uninterruptible Power Supply.

Artigo submetido em 18/11/2017. Primeira revisão em 26/12/2017. Aceito para publicação em 06/02/2018 por recomendação do Editor Marcelo Cabral Cavalcanti.

I. INTRODUÇÃO

As fontes ininterruptas de energia (UPS - *Uninterruptible Power Supplies*) são sistemas eletrônicos capazes de fornecer energia elétrica de forma contínua e ininterrupta a cargas consideradas críticas, protegendo estes dispositivos contra grande parte dos distúrbios que ocorrem na tensão fornecida pelas concessionárias de energia ou por sistemas isolados de geração. Podem ser classificadas basicamente em três grupos: *passive stand-by/off-line*, interativa (*line-interactive*) ou dupla conversão (*double conversion/on-line*) [1], [2].

As UPS de dupla conversão são amplamente reconhecidas por apresentarem o melhor desempenho dentre os tipos citados, uma vez que são conectadas entre a carga e a rede pública, drenando uma corrente aproximadamente senoidal e em fase com a tensão da rede, garantindo a operação com alto fator de potência [3]. Ainda, podem disponibilizar uma tensão de saída regulada, com baixa distorção harmônica total (THD – *Total Harmonic Distortion*) e com amplitude e frequência independentes dos respectivos valores das tensões de entrada, possibilitando uma adequada operação mesmo frente a distúrbios e faltas provenientes da rede elétrica [4].

Configurações trifásicas de UPS são tipicamente empregadas em aplicações industriais em geral, pois a corrente total consumida é distribuída entre as fases da rede, resultando em uma redução da corrente eficaz que flui pelos cabos quando comparado com sistemas monofásicos [5]. Tratando-se especificamente das UPS de dupla conversão, estes sistemas consistem basicamente de um banco de baterias, um carregador de baterias, uma chave estática de *bypass* e dois conversores trifásicos na configuração *back-to-back*. O barramento CC dividido, com a conexão comum do neutro da entrada e da saída, permite a alimentação de cargas monofásicas independentes e possibilita assim uma estrutura de *bypass* mais simples [5], [6].

Em configurações convencionais de UPS de dupla conversão, o estágio de entrada é responsável pela correção do fator de potência e pela regulação da tensão total do barramento CC enquanto a rede elétrica encontra-se dentro de limites adequados de operação [6]-[11]. Quando a rede está fora dos limites preestabelecidos, o banco de baterias, conectado diretamente ao barramento CC, alimenta a carga até que a rede elétrica seja reestabelecida ou enquanto houver energia suficiente armazenada [2], [12], [13]. Quando conectam-se baterias diretamente ao barramento CC, necessita-se de uma tensão elevada do banco de baterias, o que demanda um número maior de unidades associadas em série, restringe-se a flexibilidade quanto à escolha da tensão das baterias, e limita-se a operação na descarga, o que representa

problemas relacionados à confiabilidade e ao custo total do sistema, principalmente quando aplicados a UPS [14], [15]. A Figura 1(a) apresenta o diagrama de blocos de uma UPS de dupla conversão convencional [2].

De forma a mitigar as desvantagens das configurações de UPS convencionais, [6] e [14] utilizam um conversor específico para a carga e descarga do banco de baterias. Com isso, a tensão do banco de baterias e o número de baterias pode ser reduzida. Contudo, o conversor específico deve ser dimensionado para a potência nominal da UPS, enquanto o circuito do retificador de entrada permanece ocioso durante o modo bateria de operação. A Figura 1(b) apresenta o diagrama de blocos de uma UPS de dupla conversão com conversor específico para a carga e descarga do banco de baterias.

Diversos trabalhos têm sido publicados com o intuito de um melhor aproveitamento do hardware disponível, integrando funções usualmente realizadas por dois ou mais conversores em um único estágio. Em veículos elétricos (VE) por exemplo, que utilizam carregadores embarcados, o volume e o peso destes equipamentos são parâmetros que devem ser minimizados [16]. Neste sentido, uma alternativa interessante é a integração do carregador de baterias aos conversores estáticos que compõem o sistema de propulsão [17], [18].

Em [5], é apresentada a estrutura de controle de um retificador trifásico a quatro fios aplicado a VE e UPS não isoladas. O conversor é denominado multifuncional, pois possibilita a carga do banco de baterias paralelamente à correção do fator de potência de entrada, sem a necessidade de um carregador externo. Contudo, a tensão mínima do banco de baterias ainda é limitada pela tensão do barramento CC e o sistema não possui um controle específico da corrente de descarga das baterias, o que reduz a confiabilidade do sistema [14]. A Figura 1(c) apresenta o diagrama de blocos da UPS com conversor multifuncional, utilizado como retificador e como carregador de baterias.

Neste contexto, o trabalho em questão apresenta de forma detalhada um estágio de entrada com dupla funcionalidade, integrando o retificador trifásico e o descarregador do banco de baterias, aplicado a UPS de dupla conversão [7], [8]. O sistema é composto pelo circuito de entrada e pelo circuito auxiliar, com uma configuração topológica que permite empregar a *hardware* disponível para efetuar tanto a função retificador trifásico quanto descarregador de baterias, permitindo ainda uma flexibilidade quanto à escolha da tensão do banco de baterias. O circuito auxiliar é utilizado para efetuar a carga do banco de baterias em modo normal de operação e para equilibrar as tensões sobre os capacitores de barramento em modo bateria de operação. O circuito auxiliar é dimensionado pela corrente de carga, o que corresponde a uma pequena fração da potência da UPS. A Figura 1(d) apresenta o diagrama de blocos da UPS utilizando o estágio de entrada com dupla funcionalidade proposto. A Tabela I sintetiza as principais características dos estágios de entrada de UPS de dupla conversão apresentados na Figura 1.

O artigo está dividido da seguinte forma: na seção II é apresentado o circuito de potência e o funcionamento do estágio de entrada com dupla funcionalidade proposto,

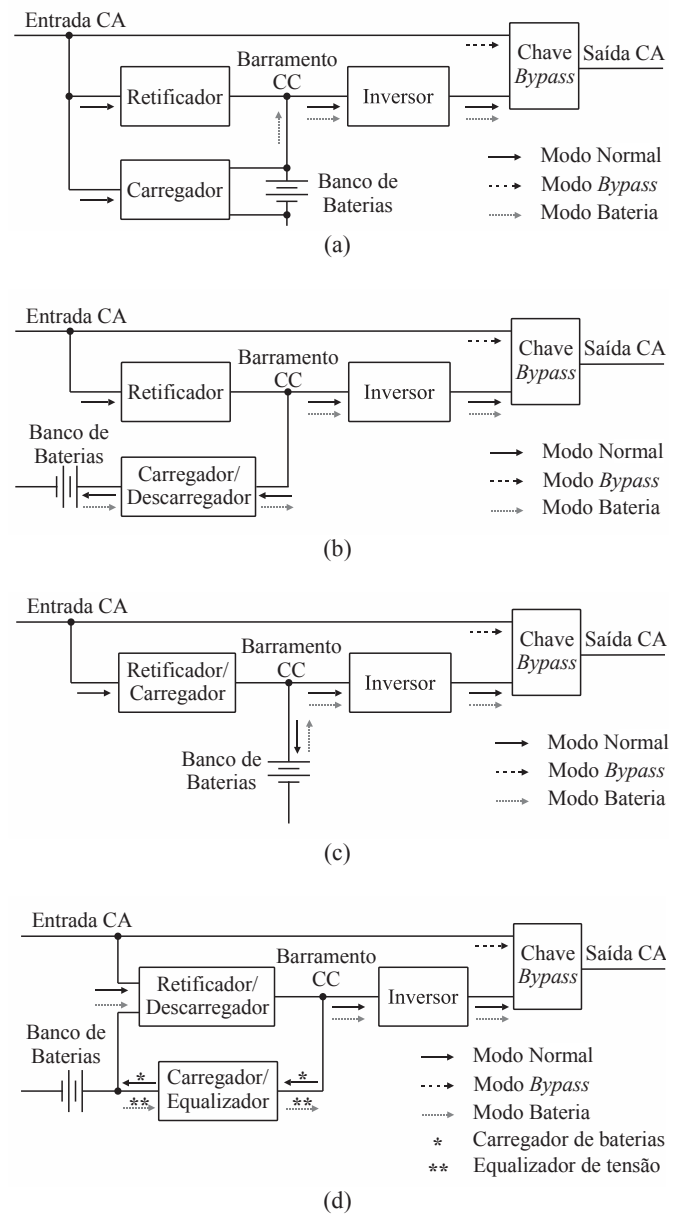


Fig. 1. Diagrama de blocos de UPS de dupla conversão. (a) UPS convencional. (b) UPS com circuito carregador/descarregador específico. (c) UPS com retificador e carregador integrados. (d) UPS proposta com dupla funcionalidade do estágio de entrada.

bem como o cálculo do capacitor equivalente de barramento de acordo com as especificações de projeto; a seção III apresenta o sistema de controle utilizado considerando distintamente os modos de operação da UPS; na seção IV são derivados os modelos de pequenos sinais necessários para os projetos dos controladores, apresentados na seção V; na seção VI é validada a proposta do trabalho a partir da aquisição de resultados através de uma plataforma *hardware-in-the-loop* de alta fidelidade, modelo Typhoon HIL402, para uma UPS trifásica de 20 kVA e frequência de chaveamento de 15 kHz. Os controladores são implementados no processador de sinais digitais (DSP – *Digital Signal Processor*) da Texas Instruments TMS320F28335; na seção VII são apresentadas as conclusões do trabalho.

TABELA I
Comparação entre Estágios de Entrada de UPS de Dupla Conversão

Trabalho	Tensão mínima do banco de baterias	Carregador de baterias	Descarregador das baterias	Observações
UPS convencional [2]	Limitada pela tensão do barramento CC	Específico (potência reduzida)	Sem controle específico	Reduzida confiabilidade
UPS com circuito carregador/descarregador específico [6] e [14]	Flexível (através de elevador de tensão)	Incluso no descarregador	Controlado (circuito específico)	Carregador/descarregador deve ser projetado para a potência nominal da UPS
UPS com multifuncionalidade do estágio de entrada [5]	Limitada pela tensão do barramento CC	Incluso no retificador	Sem controle específico	Reduzida confiabilidade
UPS com o estágio de entrada proposto	Flexível (através de elevador de tensão)	Específico (potência reduzida)	Controlado (através do circuito de entrada)	Necessita da inclusão de tiristores para controle do fluxo de potência do banco de baterias

II. ESTÁGIO DE ENTRADA COM DUPLA FUNCIONALIDADE

A. Descrição do Circuito

O estágio de entrada com dupla funcionalidade proposto neste trabalho é composto pelo circuito de entrada, circuito auxiliar, um barramento CC dividido e um banco de baterias, como mostrado na Figura 2, onde L_1 é o indutor do lado da rede, L_2 é o indutor no lado do conversor, C_1 é o capacitor do filtro de entrada, L_{aux} é o indutor do circuito auxiliar e C_{bar1} e C_{bar2} são os capacitores equivalentes do barramento CC. O neutro da rede é conectado à carga e ao ponto central do barramento CC. O circuito de entrada é composto por três braços de interruptores e um filtro passa-baixas LCL. O circuito auxiliar é constituído por um indutor e um braço de interruptores. As chaves de transferência T_1 e T_2 realizam a conexão ou a desconexão de partes do circuito de acordo com o modo de operação da UPS: normal e bateria. Quando as chaves se encontram na posição 1 a UPS opera em modo normal. A posição 2 é referente ao modo bateria de operação.

As chaves de transferência do circuito de entrada são compostas por tiristores para a conexão com a rede ou com o banco de baterias, uma vez que estes dispositivos permitem uma rápida transferência entre os modos de operação. Para a conexão com a rede são utilizados tiristores em antiparalelo, formando uma chave bidirecional em corrente [19]. Para a utilização de chaves eletromecânicas, o tempo de transferência considerado deve ser maior, uma vez que estes equipamentos apresentam um tempo maior de abertura e fechamento dos contatos, o que exige maiores capacitores de barramento. Para o circuito auxiliar são utilizados relés, pois este circuito opera com baixas correntes e não é necessária uma transferência rápida entre os modos de operação.

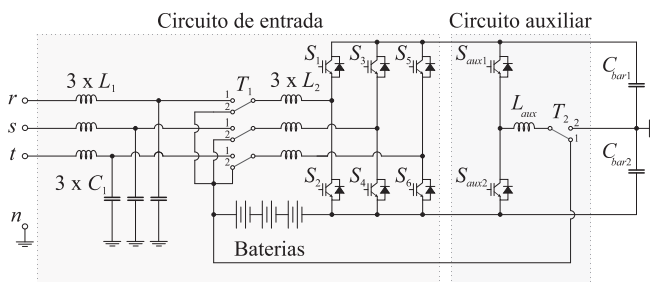


Fig. 2. Estágio de entrada com dupla funcionalidade aplicado a uma UPS de alto desempenho.

Salienta-se que o estágio de entrada proposto neste trabalho, em comparação às demais topologias citadas, requer a adição de tiristores para controle do fluxo de potência do banco de baterias, os quais acrescentam perdas ôhmicas ao sistema e requerem um circuito de acionamento específico. Contudo, o custo da utilização de um conversor dedicado para a carga/descarga das baterias (que também requer a utilização de circuitos de acionamento) ainda é mais significativo.

Para fins de manutenção da UPS, o circuito é desenergizado e a potência demandada pela carga é suprida diretamente pela rede elétrica através da chave de *bypass*, possibilitando a operação a quatro fios e eliminando a necessidade do transformador isolador. Esta conexão resulta em uma solução compacta, eficiente e de baixo custo[20]. As chaves de transferência que conectam o filtro de entrada à rede são necessárias em qualquer topologia UPS para adequada operação da chave de *bypass*, não sendo exclusivas do trabalho em questão.

Em modo normal de operação, o qual ocorre quando a tensão da rede está dentro de limites preestabelecidos, os terminais r , s e t de entrada são conectados ao filtro LCL, e o circuito de entrada da UPS é empregado como retificador trifásico, realizando a correção do fator de potência e mantendo a tensão do barramento CC regulada. Para evitar o desequilíbrio das tensões dos capacitores do barramento CC em modo normal, uma malha adicional de controle da tensão diferencial é incluída [21]. O circuito auxiliar é utilizado para a carga do banco de baterias, sendo dimensionado de acordo com a corrente de carga, ou seja, entre 5% e 20% da potência nominal da UPS, dependendo do método de carga empregado [22].

Quando a tensão da rede de alimentação encontra-se fora dos limites adequados, a UPS opera em modo bateria de operação. Neste modo, o circuito de entrada é desconectado da rede através de chaves de transferência e conectado ao banco de baterias, sendo utilizado como um conversor *boost*, descarregando o banco de baterias e evitando a utilização de um circuito adicional para esta função, o qual deveria ser dimensionado para potência nominal da UPS. Como não é necessária a carga das baterias neste modo, o circuito auxiliar é utilizado para equilibrar as tensões sobre os capacitores de barramento, uma vez que a configuração que o circuito de entrada assume para a descarga das baterias impede que o mesmo possa efetuar a equalização das tensões nesse modo de operação. Para isso, as chaves de transferência desconectam o indutor do circuito auxiliar do terminal positivo do banco de baterias e conectam ao ponto central do barramento capacitivo.

B. Configuração e Análise do Estágio de Entrada Proposto

A Figura 3 apresenta a configuração assumida pelo circuito de entrada de acordo com o modo de operação da UPS. A Figura 3(a) é referente ao modo normal de operação e a Figura 3(b) ao modo bateria. A análise do circuito de entrada é feita sem considerar a dinâmica do inversor. Assim, são utilizadas duas resistências equivalentes, R_{eq1} e R_{eq2} , em paralelo com os capacitores do barramento CC, consumindo a potência nominal da UPS. As tensões de saída são representadas por v_{bar1} e v_{bar2} , sendo que v_{bar} é a tensão total do barramento.

De forma semelhante, o circuito auxiliar é analisado independentemente da operação do circuito de entrada e do inversor de saída. A Figura 4 apresenta o circuito auxiliar analisado, onde a Figura 4(a) representa o modo normal de operação e a Figura 4(b) o modo bateria.

C. Projeto da Capacitância de Barramento

Em circuitos com estágio de correção do fator de potência, geralmente a potência de entrada é pulsada. Sendo assim, para que seja efetuado o balanço de energia entre a entrada e a saída da UPS, é necessário o uso de um elemento armazenador de energia, geralmente um capacitor. Para determinar o valor da capacitância necessária ao barramento CC, podem ser analisados basicamente dois aspectos: a ondulação máxima da tensão de barramento e a capacidade de armazenamento de energia do barramento CC.

1) *Capacitância de barramento considerando a máxima ondulação de tensão:* Considerando um retificador trifásico, a energia é entregue pela rede a cada intervalo de 60° . De acordo com [23], a capacitância de barramento considerando a ondulação máxima de tensão pode ser calculada a partir de:

$$C_{bar} \geq \frac{P_o(2V_{bar} - 3V_p)}{2f_{sw}V_{bar}^2\Delta V_{bar}} \quad (1)$$

onde:

- C_{bar} - capacitância equivalente de barramento;
- f_{sw} - frequência de chaveamento;
- P_o - potência de saída;
- V_{bar} - tensão nominal de barramento;
- V_p - tensão de pico de entrada;
- ΔV_{bar} - ondulação da tensão de barramento.

2) *Capacitância de barramento considerando o tempo de transferência:* O modo transferência ocorre sempre que a UPS alterna a fonte de alimentação, de rede para bateria, de bateria para a rede ou ainda para uma fonte alternativa [19]. Durante este período, a carga é alimentada exclusivamente pela energia armazenada nos capacitores de barramento. Dessa forma, para não comprometer o funcionamento do inversor e consequentemente a qualidade da energia entregue à carga, o capacitor de barramento pode ser dimensionado considerando o tempo máximo de transferência. A energia total armazenada no barramento CC é dada por:

$$E_{bar} = \frac{C_{bar}V_{bar}^2}{2} \quad (2)$$

Sendo assim, a variação da energia do barramento CC (ΔE_{bar}) é função da tensão nominal e da tensão mínima de barramento (V_{barmin}). A tensão mínima de barramento é assumida como a mínima tensão necessária para não comprometer a tensão sintetizada pelo inversor de saída. A variação da energia de barramento é dada por:

$$\Delta E_{bar} = \frac{C_{bar}(V_{bar}^2 - V_{barmin}^2)}{2} \quad (3)$$

Uma vez que a potência de saída é igual à variação da energia de barramento pelo tempo da transferência, pode-se obter o valor da capacitância mínima de barramento de acordo com o tempo de transferência (t_{tr}), como pode ser observado em:

$$P_o = \frac{dE_{bar}}{dt} \quad (4)$$

$$E_{bar} = P_o t_{tr} \quad (5)$$

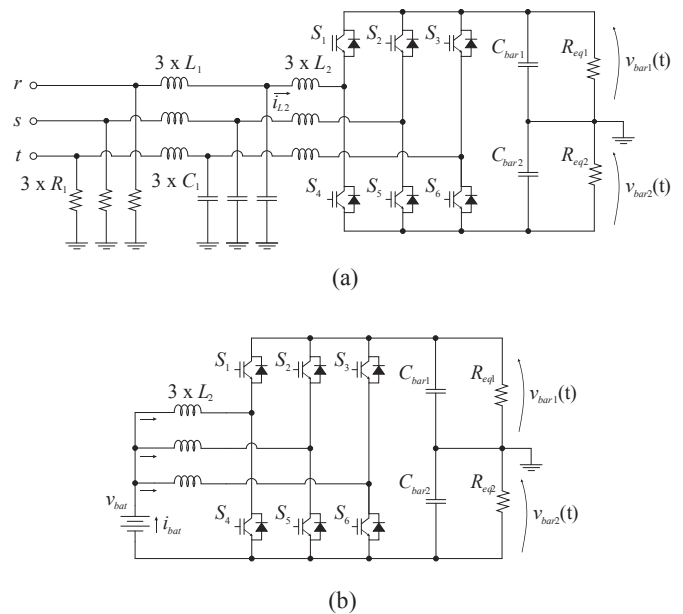


Fig. 3. Configuração do circuito de entrada. (a) Retificador trifásico. (b) Descarregador do banco de baterias.

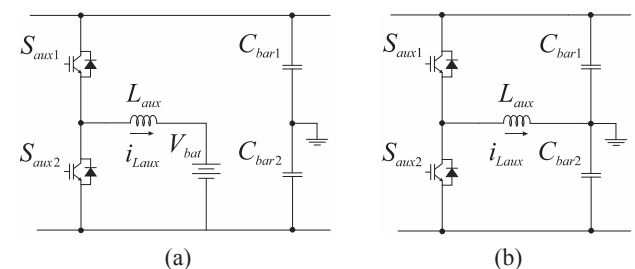


Fig. 4. Configuração do circuito auxiliar. (a) Carregador do banco de baterias. (b) Equalizador da tensão de barramento.

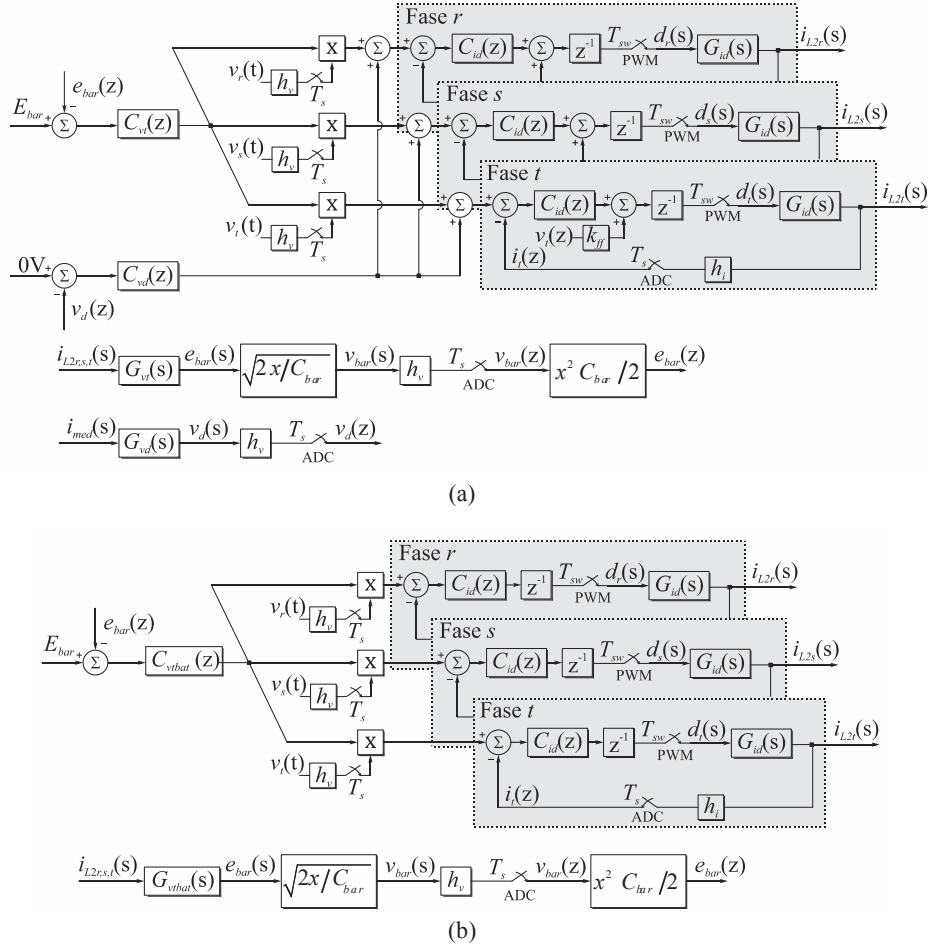


Fig. 5. Estrutura de controle do circuito de entrada com dupla funcionalidade. (a) Operação como retificador trifásico e equalizador das tensões de barramento. (b) Descarregador do banco de baterias.

$$C_{bar} \geq \frac{2t_{tr}P_o}{V_{bar}^2 - V_{barmin}^2} \cdot \quad (6)$$

Em aplicações relacionadas ao processamento de dados, sistemas distribuídos e fontes de energia, o período de tempo que o conversor é capaz de prover energia para a carga após uma falta do sistema de alimentação é um importante requisito a ser atendido [24]. Este tempo é conhecido por *hold-up time* [25], e comumente deve ser maior que 17 ms [26]. Neste trabalho é adotado o *hold-up time* para o projeto dos capacitores do barramento CC.

III. SISTEMA DE CONTROLE

A. Circuito de Entrada

O sistema de controle digital utilizado para o circuito de entrada é apresentado na Figura 5. A Figura 5(a) mostra a estrutura de controle para o modo normal de operação e a Figura 5(b) para o modo bateria. h_i é o ganho do sensor de corrente, h_v é o ganho do sensor de tensão, T_s é o período de amostragem, T_{sw} é o período de chaveamento e x representa a variável de entrada do bloco para simplificação do diagrama.

De forma a garantir a operação com alto fator de potência de entrada, regular a tensão total de barramento e ainda equilibrar as tensões sobre os capacitores de barramento, a

estrutura de controle do circuito de entrada em modo normal é composta por uma malha interna rápida de corrente, uma malha lenta externa de controle da tensão total de barramento e uma terceira malha, ainda mais lenta, para o equilíbrio das tensões nos capacitores do barramento CC. No modo normal de operação, a corrente de entrada é sincronizada com a tensão da respectiva fase, v_r , v_s ou v_t , através das medições das tensões nos pontos r , s e t , respectivamente.

No modo bateria, aproveita-se o *hardware* disponível do circuito de entrada, já dimensionado para a potência nominal da UPS, para descarregar o banco de baterias. A utilização do circuito de entrada como descarregador de baterias impede que o equilíbrio das tensões sobre os capacitores de barramento seja feito via controle do próprio circuito. Para esta função é utilizado o circuito auxiliar.

B. Circuito Auxiliar

A estrutura de controle do circuito auxiliar é mostrada na Figura 6, onde a Figura 6(a) mostra a estrutura para o modo normal e a Figura 6(b) para o modo bateria de operação. No modo normal de operação o circuito auxiliar é responsável pela carga do banco de baterias. Convencionalmente utiliza-se o método de carga por corrente e tensão constantes (CC-CV), uma vez que este propicia uma regulação de corrente refinada para a etapa de corrente constante e uma regulação precisa na etapa de controle de tensão [27], [28]. Neste

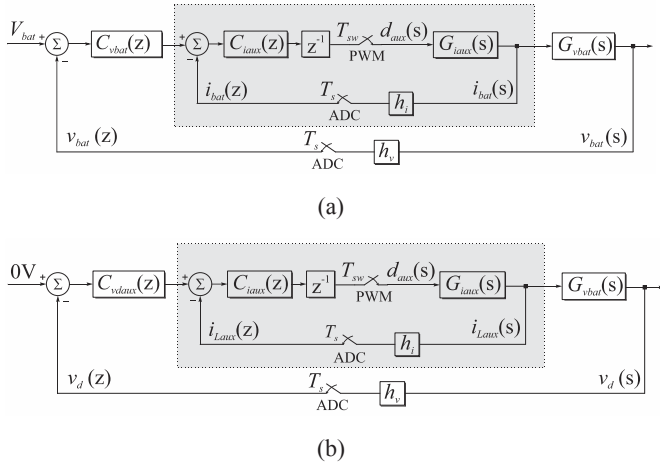


Fig. 6. Estrutura de controle do circuito auxiliar. (a) Carregador do banco de baterias pelo método CC-CV. (b) Equalizador de tensão.

método, é utilizada uma malha rápida de corrente e uma malha externa, mais lenta, para o controle da tensão do banco de baterias. Contudo, devido ao objetivo do trabalho, não são abordados mais detalhes sobre o carregador de baterias.

Em modo bateria, o circuito auxiliar apresenta uma estrutura de controle muito semelhante à do modo normal. Contudo, neste modo de operação, a função do circuito auxiliar é equilibrar as tensões sobre os capacitores do barramento CC. Desta forma, a referência de tensão é zero, o que representa o equilíbrio ideal das tensões dos capacitores.

IV. MODELAGEM MATEMÁTICA

A. Circuito de Entrada

1) *Malha interna de corrente:* O controlador de corrente é responsável por gerar o sinal modulante a ser comparado com a portadora triangular para a geração do sinal PWM de comando dos interruptores. Com o ponto central do divisor capacitivo do barramento conectado ao neutro do sistema, a planta de corrente do estágio de entrada pode ser modelada como três circuitos monofásicos independentes. Os filtros L e LCL apresentam respostas em frequência muito próximas até a frequência de ressonância [29]. Desta forma, pode-se simplificar o circuito considerando apenas a dinâmica do indutor dominante, no caso L_2 . Essa aproximação é válida desde que seja adotada uma banda passante da malha de corrente inferior à frequência de ressonância do filtro LCL. Na literatura encontram-se publicações que abordam a modelagem do filtro LCL [30], [31]. O modelo da corrente no indutor L_2 pela razão cíclica do interruptor superior da respectiva fase é dado por:

$$G_{id}(s) = \frac{i_{L_2}(s)}{d_s(s)} = -\frac{V_{bat}}{sL_2 + R_{L_2}} \quad (7)$$

onde R_{L_2} é a resistência intrínseca do indutor L_2 .

As malhas de corrente devem apresentar elevada banda passante, uma vez que controlam diretamente a razão cíclica dos interruptores. Para o projeto da malha interna de corrente usualmente é utilizada uma frequência de cruzamento da função de transferência em malha aberta uma década abaixo

da frequência de comutação. Em modo normal e em modo bateria de operação são utilizados controladores de corrente do tipo proporcional, o qual apresenta como característica principal a simplicidade de implementação. O erro de corrente proveniente do controlador é compensado pela malha externa de tensão. Em modo normal é adicionada ainda uma ação *feed-forward* (k_{ff}) para proporcionar robustez ao controle do conversor em relação a distúrbios relacionados à tensão da rede.

2) *Malha de tensão total do barramento:* O controle da tensão total do barramento CC é feito através do monitoramento da energia armazenada nos capacitores de barramento, de forma a se trabalhar com uma planta naturalmente linear. A equação que representa a energia armazenada no barramento CC é apresentada em (2). Sabendo-se que a potência instantânea é dada pela taxa de variação da energia, pode-se relacionar a variação da energia do barramento CC com a potência de entrada em modo normal e em modo bateria, respectivamente, por:

$$P_{3\phi} = \frac{dE_{bar}}{dt} = 3V_{in}I_{in} = 3V_{in}i_{L_2} \quad (8)$$

$$P_{bat} = \frac{dE_{bar}}{dt} = V_{bat}I_{bat} = 3V_{bat}i_{L_2} \quad (9)$$

onde:

- I_{bat} - corrente média de descarga do banco de baterias;
- I_{in} - corrente eficaz de fase de entrada;
- i_{L_2} - corrente nos indutores do lado do conversor;
- V_{bat} - tensão do banco de baterias;
- V_{in} - tensão eficaz de fase de entrada.

Aplicando-se a transformada de Laplace nas equações (8) e (9), têm-se, respectivamente, as funções de transferência que relacionam a energia de barramento com a corrente eficaz de entrada e com a corrente de descarga do banco de baterias:

$$G_{vi}(s) = \frac{E_{bar}(s)}{i_{L_2}(s)} = \frac{3V_{in}}{s} \quad (10)$$

$$G_{vibat}(s) = \frac{E_{bar}(s)}{i_{L_2}(s)} = \frac{3V_{bat}}{s} \quad (11)$$

Para que seja utilizada a corrente eficaz de entrada no modelo descrito por (10) é necessário que a referência de corrente seja multiplicada por uma forma de onda senoidal de amplitude igual a raiz de 2.

O projeto dos controladores da malha de tensão deve ser feito com o cuidado de não distorcer as referências das malhas de corrente. Quando cargas desbalanceadas são conectadas ao inversor, uma componente de 120 Hz é observada na tensão do barramento CC. Assim, a banda passante dos controladores de tensão é limitada em 12 Hz, uma década abaixo desta ondulação, de forma a rejeitar esta componente. Controladores do tipo PI são utilizados para eliminar o erro em regime permanente. A margem de fase dos controladores de tensão é

projetada para se obter uma resposta subamortecida entre 30° e 90°. Neste trabalho é adotada uma margem de fase padrão de 60°. Para isso, quando necessário, adiciona-se um zero na frequência necessária para se obter esta margem de fase. Como a corrente de descarga é dividida entre os três braços de interruptores, o número de braços (n) deve ser considerado no projeto dos controladores.

3) *Malha de tensão diferencial do barramento*: A tensão diferencial (v_d) representa a diferença entre as tensões dos capacitores do barramento CC ($v_d = v_{bar1} - v_{bar2}$), e idealmente deve ser mantida igual a zero. O modelo da tensão diferencial pela média das correntes de entrada (i_{med}) é dado por:

$$G_{vd}(s) = \frac{v_d(s)}{i_{med}(s)} = \frac{nR_{eq}}{sR_{eq}C_{bar} + 1} \quad (12)$$

onde n é o número de fases do conversor e considera-se $C_{bar} = C_{bar1} = C_{bar2}$ e $R_{eq} = R_{eq1} = R_{eq2}$.

Bem como no controle da tensão total de barramento, a banda passante da malha de tensão diferencial deve ser significativamente menor que a menor frequência de ondulação de tensão sobre os capacitores do barramento CC. De forma a priorizar a malha de tensão total, a frequência de cruzamento adotada para a malha diferencial é de 2 Hz, ainda mais lenta que a malha da tensão total. O controlador escolhido é do tipo PI para garantir o erro nulo em regime permanente, o que significa manter a mesma tensão entre os capacitores do barramento CC mesmo para a operação com cargas desbalanceadas conectadas à saída da UPS.

B. Circuito Auxiliar

1) *Malha interna de corrente*: A planta de corrente do circuito auxiliar é a mesma utilizada no circuito de entrada, uma vez que o circuito equivalente de ambos os sistemas é idêntico. O modelo da corrente no indutor L_{aux} pela razão cíclica do interruptor S_{aux1} é dado por:

$$G_{iaux}(s) = \frac{i_{L_{aux}}(s)}{d_{aux}(s)} = \frac{V_{bar}}{sL_{aux} + R_{L_{aux}}} \quad (13)$$

Utiliza-se um controlador de corrente do tipo proporcional com uma banda passante uma década abaixo da frequência de comutação, de forma a se obter uma resposta rápida e ainda rejeitar distúrbios na frequência de chaveamento.

2) *Malha de tensão diferencial*: A planta de tensão diferencial do circuito auxiliar é dependente de R_{eq} e C_{bar} . O modelo de pequenos sinais da tensão diferencial pela corrente no indutor L_{aux} é dado por:

$$G_{vdaux}(s) = \frac{v_d(s)}{i_{L_{aux}}(s)} = \frac{R_{eq}}{sR_{eq}C_{bar} + 1} \quad (14)$$

É utilizada uma frequência de cruzamento para o sistema compensado em malha aberta de 2 Hz. A margem de fase empregada é de 60°.

V. PROJETO DOS CONTROLADORES

Os controladores projetados nesta seção são implementados no DSP TMS320F28335. A metodologia de projeto utilizada baseia-se na aproximação da resposta em frequência discreta, onde o ganho e a fase do sistema são determinados a partir de diagramas de Bode. É utilizada uma frequência de amostragem muito maior que a banda passante dos controladores. As funções de transferência contínuas são discretizadas considerando a dinâmica do retentor de ordem zero (*ZOH – Zero Order Hold*). É considerado ainda o atraso de implementação, uma vez que a lei de controle é implementada no próximo período de chaveamento. A Tabela II apresenta os parâmetros de projeto e especificações de potência. A Tabela III mostra os controladores projetados bem como suas principais características, onde f_c é a frequência de cruzamento do controlador projetado e m_f é a margem de fase obtida. A Figura 7 apresenta os diagramas de Bode de malha aberta para os sistemas não-compensados e compensados.

TABELA II
Parâmetros de Projeto e Especificações de Potência

Parâmetro	Valor	Observações
Tensão de fase de entrada (V_{in}) e de saída (V_{mv})	127 V, 60 Hz	Valores eficazes
Potência aparente de saída (S_o)	20 kVA	-
Frequência de chaveamento (f_{sw})	15 kHz	-
Frequência de amostragem (f_s)	15 kHz	-
Tensão total de barramento (V_{bar})	430 V	215 V + 215 V
Capacitor equivalente de barramento (C_{bar})	12,4 mF	4 x 6200 µF/ 450 V cada metade do barramento CC
Tensão do banco de baterias (V_{bat})	240 V	(20+20) x 9 Ah/12 V
Indutores do lado da rede (L_1)	150 µH	I_{max} : 100 A (por fase)
Indutores do lado do conversor (L_2)	450 µH	I_{max} : 100 A (por fase)
Capacitores de entrada (C_1)	10 µF	1 x 10 µF/ 450 V (por fase)
Indutor do circuito auxiliar (L_{aux})	4,3 mH	I_{max} : 10 A (por fase)
Resistências equivalentes de barramento ($R_{eq1, eq2}$)	4,62 Ω	10 x 46 Ω/1000 W cada metade do barramento CC
Interruptores do circuito de entrada ($S_{1,2,3,4,5,6}$)	600 V/ 100 A	IGBTs + acionamentos
Interruptores do circuito auxiliar ($S_{aux1, aux2}$)	600 V/ 10 A	IGBTs + acionamentos

TABELA III
Controladores Projetados

Circuito de Entrada				
Modo normal de operação				
Malha	Tipo	f_c	m_f	Controlador
Corrente	P	1,5 kHz	37°	$C_{id}(z) = -0,0097$
Tensão total de barramento	PI	12 Hz	60°	$C_{vt}(z) = 0,172 \frac{(z-0,99712)}{(z-1)}$
Tensão diferencial de barramento	PI	2 Hz	60°	$C_{vd}(z) = 0,0075482 \frac{(z-0,9903)}{(z-1)}$
Modo bateria de operação				
Malha	Tipo	f_c	m_f	Controlador
Corrente	P	1,5 kHz	37°	$C_{id}(z) = -0,0097$
Tensão total de barramento	PI	12 Hz	60°	$C_{vbat}(z) = 0,0907 \frac{(z-0,9713)}{(z-1)}$
Circuito Auxiliar (Modo bateria de operação)				
Malha	Tipo	f_c	m_f	Controlador
Corrente	P	1,5 kHz	36°	$C_{iaux}(z) = 0,092509$
Tensão diferencial de barramento	PI	2 Hz	60°	$C_{vdaux}(z) = -0,022398 \frac{(z-0,9902)}{(z-1)}$

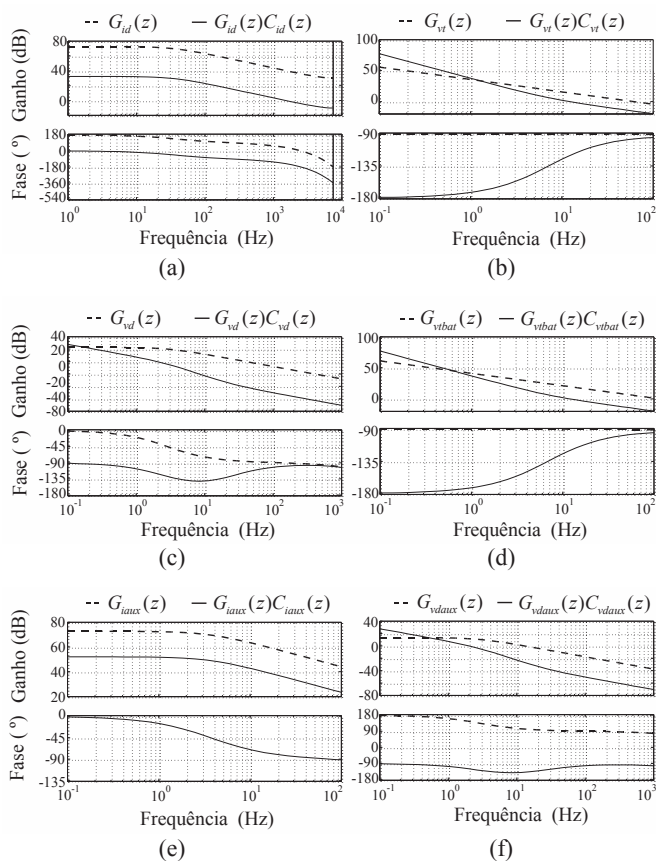


Fig. 7. Diagramas de Bode das plantas e dos sistemas considerando os controladores projetados. (a) Corrente de entrada para o modo normal e para o modo bateria de operação. (b) Tensão total de barramento para o modo normal de operação. (c) Tensão diferencial de barramento para o modo normal de operação. (d) Tensão total de barramento para o modo bateria de operação. (e) Corrente do indutor do circuito auxiliar para o modo bateria de operação. (f) Tensão diferencial de barramento para o modo bateria de operação.

VI. RESULTADOS *HARDWARE-IN-THE-LOOP*

O desempenho do estágio de entrada com dupla funcionalidade proposto neste trabalho é avaliado a partir da implementação *hardware-in-the-loop* de uma UPS trifásica de 20 kVA e frequência de chaveamento de 15 kHz. A operação do inversor não é considerada, e são utilizadas resistências equivalentes em paralelo ao barramento CC para a aquisição dos resultados e validação da metodologia de projeto. A Figura 8 mostra a plataforma *hardware-in-the-loop* utilizada para emular o circuito de potência. A utilização deste equipamento tem se popularizado na literatura e na indústria para a aquisição de resultados em tempo real com alta fidelidade, sendo uma alternativa que reduz o custo, o tempo de desenvolvimento e o *time-to-market*, principalmente para sistemas de potência elevada [32]-[35]. O sistema de controle é implementado em um DSP da Texas Instruments modelo TMS320F28335.

A Figura 9 apresenta a tensão e a corrente de entrada da fase *r* para o modo normal de operação com a UPS fornecendo 20 kW. Percebe-se que a componente fundamental da corrente está em fase com a tensão e apresenta baixa distorção harmônica (THDi = 2,2%). O fator de potência (FP) calculado é de 0,99.



Fig. 8. Plataforma Typhoon HIL 402 utilizando o DSP da Texas Instruments TMS320F28335.

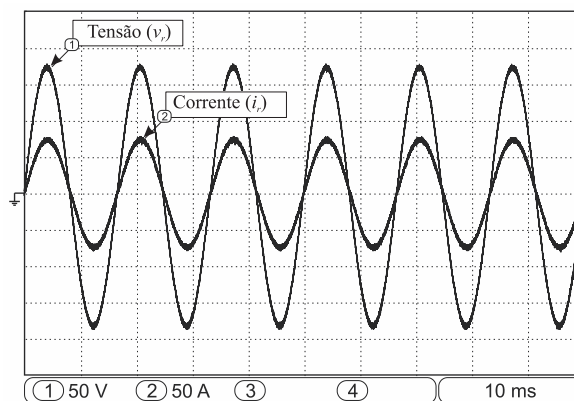


Fig. 9. Tensão e corrente da fase *r*. Operação com 20 kW de carga. THDi = 2,2 %, FP = 0,99.

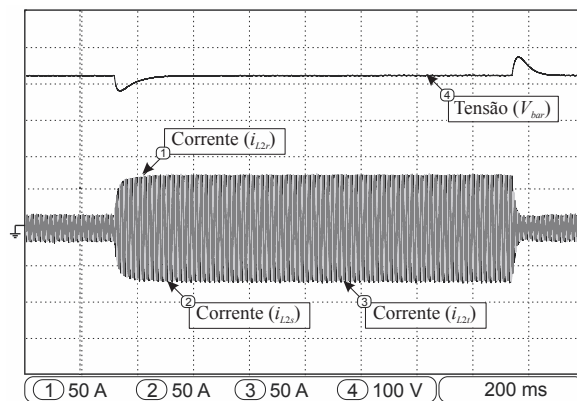


Fig. 10. Degrau de carga linear (20%-100%-20%). Modo normal de operação. Tensão de barramento e correntes nos indutores do lado do conversor.

A Figura 10 mostra a resposta do sistema frente a degraus de carga linear (20%-100%-20%) com a UPS operando em modo normal. São apresentadas a tensão do barramento CC e as correntes trifásicas nos indutores do lado do conversor. Pode-se observar que no momento da aplicação dos degraus a tensão de barramento varia, contudo não se reduz a valores que possam comprometer a operação do inversor (menor que 360 V) nem alcança valores que possam prejudicar os semicondutores (maior que 600 V).

Na Figura 11 é apresentado o desempenho do sistema de controle em modo bateria de operação frente a degraus de carga linear (20%-100%-20%). De forma semelhante ao ocorrido na Figura 10, a tensão de barramento apresenta uma resposta adequada, sem comprometer a operação do sistema e retornando ao valor nominal após 200 ms, aproximadamente.

Na Figura 12 é apresentada a operação do circuito auxiliar como equalizador das tensões sobre os capacitores de barramento. Devido as não-idealidades do circuito, mesmo sem carga adicionada a saída da UPS, existe uma diferença relevante entre as tensões das duas metades do barramento CC. Neste ensaio, inicia-se com o controle do circuito auxiliar desabilitado, operando com razão cíclica fixa de 50%, e após a tensão de barramento entrar em regime, o controle é acionado. Pode-se perceber que as tensões de barramento apresentavam cerca de 30 V de desequilíbrio e após o circuito auxiliar entrar em operação, as tensões sobre os capacitores do barramento CC assumem seus valores nominais em aproximadamente 80 ms.

A Figura 13 apresenta a tensão do barramento CC e as correntes nos indutores do lado do conversor durante a transição entre os modos de operação da UPS. A Figura 13(a) mostra a transição do modo normal para o modo bateria. Nota-se que durante a transição a tensão do barramento CC diminui devido ao tempo de transição utilizado. Neste período, a carga é suprida exclusivamente pelos capacitores de barramento, uma vez que tanto a rede quanto o banco de baterias estão desconectados do circuito. Os capacitores do barramento CC de UPS são geralmente projetados de acordo com o *hold-up time*, que deve ser especificado de acordo com a aplicação. Se o tempo de transição for maior que o *hold-up time*, a tensão de barramento pode cair a níveis que podem comprometer a operação do inversor de saída.

A Figura 13(b) apresenta a transição do modo bateria para o modo normal. De forma semelhante a transição do modo normal para o modo bateria, a carga é alimentada pelos capacitores de barramento durante a transição, resultando em uma queda na tensão do barramento CC até que se inicie o próximo modo de operação. Como são utilizados tiristores como chaves de transferência, e o

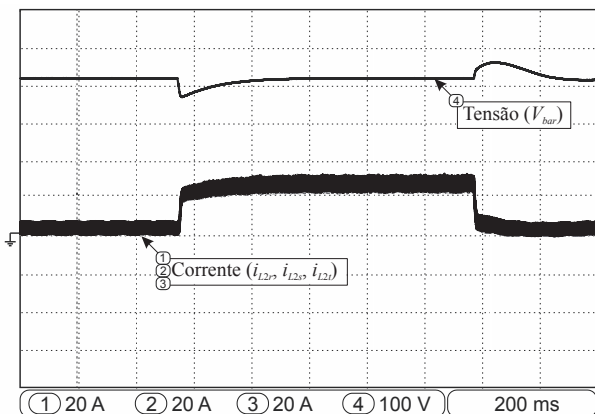


Fig. 11. Degrau de carga linear (20%-100%-20%). Modo bateria de operação. Tensão de barramento e correntes nos indutores do lado do conversor.

sistema opera com correntes contínuas no modo bateria, é necessário que as correntes caiam a zero para que o bloqueio dos semicondutores ocorra. Para isso, os interruptores do circuito de entrada permanecem abertos antes que o modo normal se inicie.

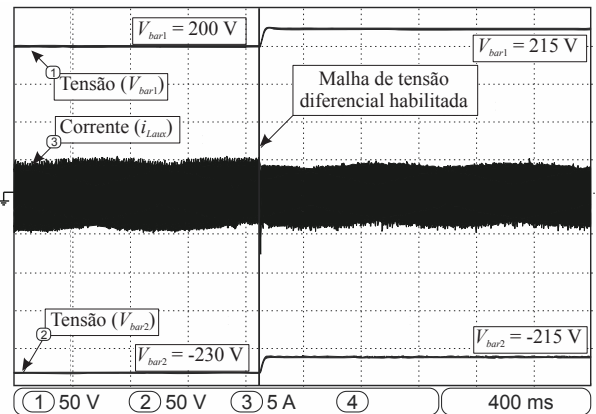
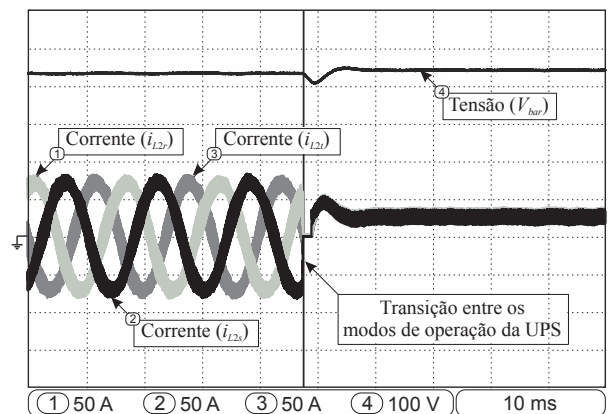
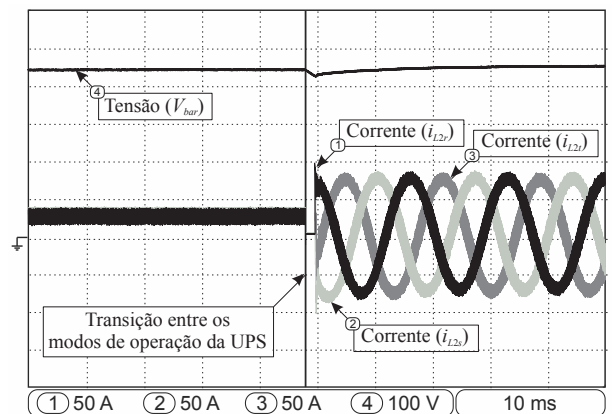


Fig. 12. Equilíbrio das tensões sobre os capacitores de barramento. Tensões do barramento CC e corrente no indutor do circuito auxiliar. Operação a vazio.



(a)



(b)

Fig. 13. Transição entre os modos de operação. Tensão de barramento e correntes nos indutores do lado do conversor. (a) Modo normal para modo bateria. (b) Modo bateria para modo normal.

VII. CONCLUSÕES

Este trabalho apresentou uma configuração topológica de estágio de entrada com dupla funcionalidade aplicado a uma UPS de alto desempenho. A característica de dupla funcionalidade é evidenciada pelo uso do mesmo circuito para condicionar a energia demandada pela carga, tanto em modo normal, quanto em modo bateria de operação, operando como um retificador trifásico e como um conversor CC/CC elevador de tensão para a descarga do banco de baterias, respectivamente. Esta característica não é observada na literatura, sendo usualmente utilizado um conversor específico para a descarga do banco de baterias, o qual deve ser dimensionado para a potência nominal da UPS. É apresentada a modelagem de pequenos sinais e o projeto dos controladores que garantem a funcionalidade do estágio de entrada proposto. A metodologia de projeto e o desempenho da topologia em questão são validados a partir de resultados obtidos através de uma plataforma *hardware-in-the-loop* de alta fidelidade para uma UPS de 20 kVA.

AGRADECIMENTOS

Os autores gostariam de agradecer ao CNPq, CAPES e grupo LEGRAND pelo suporte financeiro a esta pesquisa.

REFERÊNCIAS

- [1] *Uninterruptible power systems (UPS) Part 3: Method of specifying the performance and test requirements*, IEC 62040-3, 1999.
- [2] *Conversor a semiconductor - Sistema de alimentação de potência ininterrupta, com saída em corrente alternada (nobreak) - Terminologia*, ABNT NBR 15014:2003, 2003.
- [3] C. G. C. Branco, R. P. Torrico-Bascopé, C. M. T. Cruz, F. K. de A. Lima, "Proposal of three-phase high frequency transformer isolation UPS topologies for distributed generation applications", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, n° 4, pp. 1520-1531, Abril 2013.
- [4] S. B. Bekiarov, A. Emadi, "Uninterruptible power supplies: classification, operation, dynamics, and control", *in Proc. of APEC*, pp.597-604, 2002.
- [5] L. D. S. Bezerra, R. P. Torrico-Bascopé, C. M. T. Cruz, A. W. N. da Silva, "Proposal of a Control Algorithm Applied to a Three-Phase, Four Wire, AC-DC Converter for EV and UPS Applications", *Eletrônica de Potência – SOBRAEP*, vol. 20, n° 3, pp. 263-271, Junho/Agosto 2015.
- [6] E. -H. Kim, J. -M. Kwon, B. -H. Kwon. "Transformerless three-phase on-line UPS with high performance", *IET Power Electronics*, vol. 2, n° 2, pp. 103-112, Março 2009.
- [7] W. A. Venturini, H. Jank, M. L. S. Martins, F. E. Bisogno, H. Pinheiro, C. Rech, J. R. Pinheiro, A. G. Bueno, "A low cost three-phase transformerless online UPS", *in Proc. of COBEP*, pp. 1-6, 2015.
- [8] H. Jank, W. A. Venturini, M. L. S. Martins, F. E. Bisogno, H. Pinheiro, C. Rech, J. R. Pinheiro, A. G. Bueno, "DC-Link Bus active balancer/filter for a half-bridge three-phase transformerless UPS", *in Proc. of COBEP*, pp. 1-6, 2015.
- [9] M. R. Reinert, J. D. Sperb, M. Mezaroba, C. Rech, L. Michels, "UPS de Dupla Conversão Não Isolada Usando Snubber Regenerativo", *Eletrônica de Potência – SOBRAEP*, vol. 16, n° 2, pp. 158-167, Março/Maio 2011.
- [10] O. F. Bay, I. Atacak, "Realization of a Single Phase DSP Based Neuro-Fuzzy Controlled Uninterruptible Power Supply", *in Proc. of ISIE*, pp. 707-712, 2007.
- [11] C. H. F. Félix, P. F. Seixas, P. C. Cortizo, "Digital Control of a Three-Phase UPS", *Eletrônica de Potência – SOBRAEP*, vol. 12, n° 3, pp. 189-196, Novembro 2007.
- [12] M. Pichan, H. Rastegar, "Sliding-Mode Control of Four-Leg Inverter With Fixed Switching Frequency for Uninterruptible Power Supply Applications", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, n° 8, pp. 6805-6814, Agosto 2017.
- [13] C. Zhang, J. M. Guerrero, J. C. Vasquez, E. A. A. Coelho, "Control Architecture for Parallel-Connected Inverters in Uninterruptible Power Systems", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, n° 7, pp. 5176-5188, Julho 2016.
- [14] M. Aamir, S. Mekhilef, "An Online Transformerless Uninterruptible Power Supply (UPS) System With a Smaller Battery Bank for Low-Power Applications", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, n° 1, pp. 233-247, Janeiro 2017.
- [15] L. Schuch, C. Rech, H. L. Hey, H. A. Grundling, H. Pinheiro, J. R. Pinheiro, "Analysis and Design of a New High-Efficiency Bidirectional Integrated ZVT PWM Converter for DC-Bus and Battery-Bank Interface", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 42, n° 5, pp. 1321-1332, Setembro/Outubro 2006.
- [16] M. C. B. P. Rodrigues, J. G. Oliveira, A. A. Ferreira, P. G. Barbosa, H. A. C. Braga, "Conexão de Veículos Elétricos à Rede de Energia Elétrica Para Recarga de Baterias: Uma Visão Geral", *Eletrônica de Potência – SOBRAEP*, vol. 19, n° 2, pp. 193-207, Março/Maio 2014.
- [17] Y.-J. Lee, A. Khaligh, A. Emadi, "Advanced integrated bidirectional AC/DC and DC/DC converter for plug-in hybrid electric vehicles", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 58, n° 8, pp. 3970-3980, Outubro 2009.
- [18] G. Pellegrino, E. Armando, P. Guglielmi, "An integral battery charger with power factor correction

- for electric scooter”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, n° 3, pp. 751-759, Março 2010.
- [19] M. V. M. Rodrigues, N. da Silva, “Controlador Multimilhas Para Inversor Monofásico e Controle de Chave Estática de Transferência Aplicados em Fontes Ininterruptas de Energia”, *Eletrônica de Potência – SOBRAEP*, vol. 21, n° 1, pp. 52-62, Dezembro 2015/Fevereiro 2016.
- [20] L. M. Nodari, M. Mezaroba, L. Michels, C. Rech, “A new digital control system for a single-phase half-bridge rectifier with fast dynamic response”, in *Proc. of ECCE*, pp. 1204-1211, 2010.
- [21] R. Ghosh, G. Narayanan, “A Simple Analog Controller for Single-Phase Half-Bridge Rectifier”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, n° 1, pp. 186-198, Janeiro 2007.
- [22] B. Y. Chen, C. C. Hsu, Y. S. Lai, “Novel Current Limitation Technique without Current Feedback for Digital-Controlled Battery Charger in UPS Applications”, in *Proc. of ECCE*, pp. 4351-4355, 2010.
- [23] D. Borgonovo; Y. R. de Novaes; I. Barbi, “A three-phase three-switch two-level PWM rectifier”, in *Proc. of PESC*, vol. 3, pp. 1075-1079, 2003.
- [24] H. Wu, T. Mu, X. Gao, Y. Xing, “A Secondary-Side Phase-Shift-Controlled LLC Resonant Converter With Reduced Conduction Loss at Normal Operation for Hold-Up Time Compensation Application”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, n° 10, pp. 5352-5357, Outubro 2015.
- [25] P. C. Todd, “UC3854 Controlled Power Factor Correction Circuit Design”, in *Unitrode Product and Applications Handbook*, pp. 10303-10322, 1995-1996.
- [26] Y. Lai, Z. Su, W. Chen, “New Hybrid Control Technique to Improve Light Load Efficiency While Meeting the Hold-up Time Requirement for Two-Stage Server Power”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, n° 9, pp. 4763-4775, Setembro 2014.
- [27] I. Subotic, E. Levi, M. Jones, D. Graovac, “On-board integrated battery chargers for electric vehicles using nine-phase machines,” in *Proc. of IEEE IEMDC*, pp. 239-246, 2013.
- [28] C.-H. Lin, C.-Y. Hsieh, K.-H. Chen, “A Li-ion battery charger with smooth control circuit and built-in resistance compensator for achieving stable and fast charging,” *IEEE Transaction on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 57, n° 2, pp. 506-517, Fevereiro 2010.
- [29] L. Dannehl, C. Wessels, F. W. Fuchs, “Limitations of Voltage-Oriented PI Current Control of Grid-Connected PWM Rectifiers With LCL Filters”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, n° 2, pp. 380-388, Fevereiro 2009.
- [30] J. K. Nishioka, *Sistema de Controle Digital para Retificador Trifásico a Quatro Fios com Filtro LCL*. Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC), Florianópolis, 2011.
- [31] Z. Zou, Z. Wang, M. Cheng, “Modeling, Analysis, and Design of Multifunction Grid-Interfaced Inverters With Output LCL Filter”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, n° 7, pp. 3830-3839, Julho 2014.
- [32] R. Mo; H. Li, “Hybrid Energy Storage System With Active Filter Function for Shipboard MVDC System Applications Based on Isolated Modular Multilevel DC/DC Converter”, *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 5, n° 1, pp. 79-87, Março 2017.
- [33] J. J. Rodríguez-Andina, “Advanced Features and Industrial Applications of FPGAs—A Review”, *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 11, n° 4, pp. 853-864, Agosto 2015.
- [34] A. S. Vijay, S. Doolla, M. C. Chandorkar, “Real-Time Testing Approaches for Microgrids”, *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 5, n° 3, pp. 1356-1376, Setembro 2017.
- [35] A. Hintz, U. R. Prasanna, K. Rajashekara, “Novel Modular Multiple-Input Bidirectional DC–DC Power Converter (MIPC) for HEV/FCV Application”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, n° 5, pp. 3163-3172, Maio 2015.

DADOS BIOGRÁFICOS

William Alegranci Venturini, nasceu em Uruguaiana, RS, Brasil, em 1990. Possui graduação (2014) e mestrado (2016) em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Maria. Atualmente cursa doutorado pela mesma instituição, onde desenvolve seus trabalhos no Grupo de Eletrônica de Potência e Controle (GEPOC). Durante o primeiro semestre de 2014, realizou estágio curricular junto ao Fraunhofer Institute - IZM, situado em Berlim - Alemanha, atuando na área de pesquisa e desenvolvimento de conversores estáticos. Suas principais áreas de interesse incluem modelagem e controle digital de sistemas, fontes ininterruptas de energia (UPS) e paralelismo de UPS. É membro da Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência (SOBRAEP) e sociedades IEEE.

Henrique Jank, nascido em 16/04/1991, engenheiro eletrônica pela Universidade de Santa Cruz do Sul (2013), mestre pela Universidade Federal de Santa Maria (2016), atualmente cursa doutorado pela Universidade Federal de Santa Maria, onde atua como pesquisador no Grupo de Eletrônica de Potência e Controle (GEPOC). Possui experiência em engenharia elétrica com ênfase em eletrônica de potência e controle, trabalhando com os seguintes tópicos: conversores estáticos, modelagem e controle, fontes ininterruptas de energia.

Fábio Ecke Bisogno, nascido em 07/04/1973 em Santa Maria, RS, é engenheiro eletricista (1999) e mestre (2001) em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Maria e doutor (2006) em Engenharia Elétrica pela Technische Universität Chemnitz. Paralelo com o doutorado esteve empregado no instituto de pesquisa Fraunhofer – AIS e depois Fraunhofer – IAIS e IZM, Alemanha. Atualmente é professor adjunto na Universidade Federal de Santa Maria. Suas principais áreas de interesse são: reatores eletrônicos, sistemas auto-oscilantes, transformadores piezolétricos, conversores ressonantes e fontes ininterruptas de energia (UPS).

Mário Lúcio da Silva Martins, nasceu em Palmeira das Missões, RS, Brasil, em 1976. É engenheiro eletricista (1999), mestre (2002) e doutor (2008) pela Universidade Federal de Santa Maria. De 2006 a 2012 foi professor da

Universidade Tecnológica Federal do Paraná – Paraná, Pato Branco, Brasil. Em 2012, juntou-se ao Departamento de Eletrônica e Ciência da computação da Universidade Federal de Santa Maria. Suas áreas de interesse incluem SMPS, UPS, inversores fotovoltaicos e energias renováveis. Dr. Martins é membro da Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência (SOBRAEP) e sociedades IEEE.

Humberto Pinheiro, nascido em Santa Maria, Brasil, em 1960 e engenheiro eletricista (1983) pela Universidade Federal de Santa Maria, Brasil, mestre (1987), pela Universidade Federal de Santa Catarina, Brasil, e Ph.D (1999) pela Concordia University, Canadá. Atualmente é professor associado ao departamento de processamento de energia elétrica da Universidade Federal de Santa Maria, Brasil. Suas áreas de interesse incluem controle de fontes ininterruptas de energia e sistemas de geração eólica.