

SISTEMA DE CONTROLE DIGITAL PARA UMA UPS TRIFÁSICA DE DUPLA CONVERSÃO DE BAIXO CUSTO SEM TRANSFORMADOR

WILLIAM A. VENTURINI*, HENRIQUE JANK*, FÁBIO E. BISOGNO*, MÁRIO L. S. MARTINS*, HUMBERTO PINHEIRO*

*Grupo de Eletrônica de Potência e Controle (GEPOC), Universidade Federal de Santa Maria (UFSM)
Avenida Roraima, nº1000, CEP: 97105-900, Santa Maria, RS, Brasil

williamventurini@gmail.com

Abstract— This paper presents a low cost double conversion three-phase uninterruptible power supply. The topology is composed of an input circuit, a battery bank, an inverter and an auxiliary circuit. The input circuit is used as a rectifier in normal mode and as battery discharger in backup mode, thus employing an already existent hardware and saving costs. The auxiliary circuit is formed by an inductor and a small rating switching leg, which works as battery charger in normal operation mode and additionally is used to balance the voltage across the split bus capacitors in backup mode. Detailed circuit operation, modelling, digital control structure as well as experimental results for a 20 kVA prototype are presented to verify the proposed UPS configuration.

Keywords— Battery Charger, Digital Control, Double Conversion, Low Cost, Modelling, Uninterruptible Power Supply

Resumo— Este trabalho apresenta uma topologia de fonte ininterrupta de energia trifásica de dupla conversão com custo reduzido. A UPS proposta é composta por um estágio de entrada, um banco de baterias, um circuito auxiliar e um inversor. O estágio de entrada é utilizado como retificador em modo normal de operação e como descarregador do banco de baterias em modo bateria. Assim, emprega-se um circuito já existente e dimensionado para a potência nominal da UPS, o que reduz o custo total do sistema. O circuito auxiliar é formado por um indutor e dois interruptores e é utilizado como carregador de baterias e adicionalmente realiza o equilíbrio das tensões dos capacitores de barramento em modo bateria. É mostrada a operação detalhada do circuito, a modelagem, a estrutura de controle e os resultados experimentais obtidos a partir da implementação de um protótipo de 20 kVA.

Palavras-chave— Baixo custo, carregador de baterias, controle digital, fonte ininterrupta de energia, modelagem

1 Introdução

A qualidade da energia elétrica fornecida a cargas críticas é de fundamental importância para garantir a adequada operação desses equipamentos e sistemas. As fontes ininterruptas de energia (*Uninterruptible Power Supplies* – UPS) de dupla conversão são sistemas conectados entre a carga e a rede pública, de forma a garantir o fornecimento contínuo e ininterrupto de energia, disponibilizando uma tensão de saída regulada, mesmo para grandes variações da tensão de entrada ou frente a distúrbios e faltas provenientes da rede elétrica (Bekiarov, 2002).

UPS de dupla conversão convencionais consistem de um retificador, um banco de baterias, um conversor CC/CC para a carga e descarga das baterias, uma chave estática de *bypass*, um inversor totalmente controlado e um transformador isolador operando em baixa frequência, o qual agrega peso, volume e custo ao sistema (Park, 2008; Kim, 2009; Koffler, 2003). Contudo, UPS e equipamentos de eletrônica de potência são muito sensíveis ao custo, principalmente para a comercialização em grande escala (Yu, 2002).

De forma a contribuir com a redução de custos em sistemas UPS trifásicos de alto desempenho, o presente trabalho propõe uma UPS sem transformador na qual se emprega o estágio de entrada para duas funções específicas: como retificador trifásico e como descarregador do banco de baterias. Dessa forma, aproveita-se um circuito já existente e dimensionado para a potência nominal da UPS e evita-se a utilização de um circuito adicional para esta função. É demonstrada a modelagem, o sistema de controle digital e os resultados experimentais que validam a funcionalidade da topologia proposta.

2 Topologia UPS Trifásica sem Transformador

A UPS trifásica proposta neste trabalho é mostrada na Figura 1. É composta por um estágio de entrada, um barramento CC dividido, um banco de baterias, um inversor de saída com filtro LC e um circuito auxiliar. Chaves de transferência realizam a conexão ou a desconexão de partes do circuito de acordo com o modo de operação: normal, bateria ou *bypass*.

O neutro da rede é conectado à carga e ao ponto central do barramento CC. Esta configuração permite que para fins de manutenção da UPS, a potência demandada pela carga seja suprida diretamente da rede 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 (Nodari, 2010).

Em modo normal de operação, as tensões de fase de entrada r , s e t são conectadas ao filtro LCL, e o estágio de entrada da UPS funciona 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 (Ghosh, 2007). 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 (Chen, 2010).

No modo bateria de operação, o estágio de entrada é desconectado da rede e conectado ao banco de baterias, sendo utilizado como descarregador e evitando a utilização de circuitos adicionais para esta função. O circuito auxiliar efetua o equilíbrio das tensões

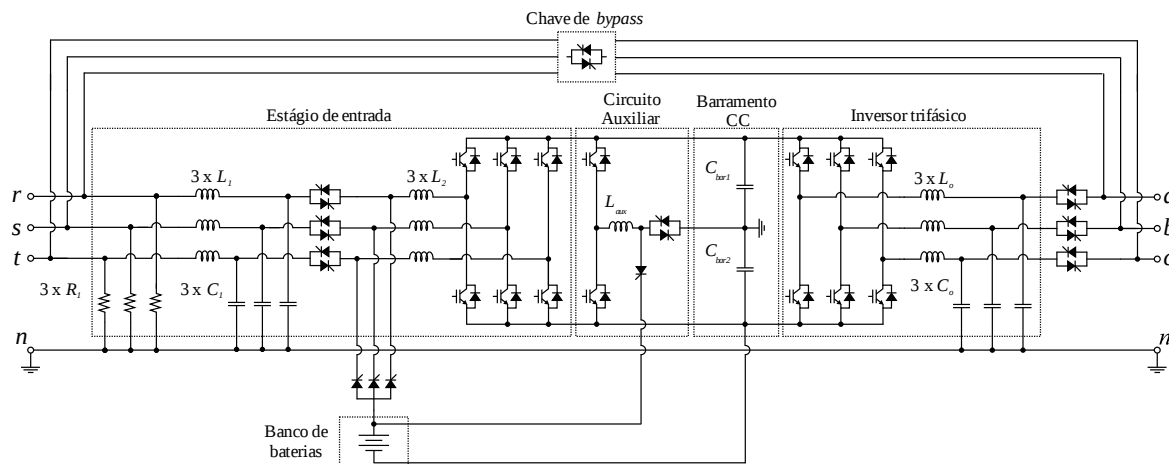


Figura 1. Topologia UPS trifásica de baixo custo proposta.

sobre os capacitores de barramento, uma vez que a configuração que o estágio de entrada assume para a descarga das baterias impede que o mesmo possa efetuar o balanço das tensões nesse modo de operação.

O inversor sintetiza tensões senoidais, defasadas 120° e com baixa distorção harmônica tanto em modo normal, quanto em modo bateria de operação, seja alimentando cargas lineares ou cargas não-lineares.

3 Retificador Trifásico com Filtro LCL e Descarregador do banco de baterias

Para a modelagem do estágio de entrada da UPS não é considerada a dinâmica do inversor, dessa forma, são utilizadas duas resistências equivalentes, R_{eq1} e R_{eq2} , em paralelo com os capacitores do barramento CC (C_{bar1} , C_{bar2}), 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. O circuito do retificador trifásico com filtro LCL é apresentado na Figura 2.

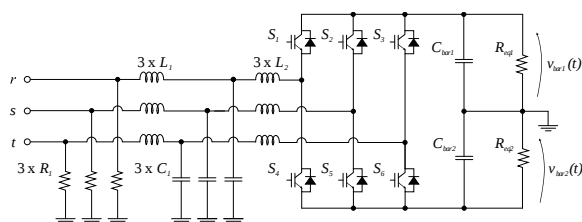


Figura 2. Retificador trifásico com filtro LCL.

Onde L_1 é o indutor do lado da rede, L_2 o indutor no lado do conversor, C_1 é o capacitor de filtro e R_1 é a resistência utilizada para a descarga do filtro LCL durante mudanças no modo de operação da UPS.

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 em modo normal é composta por uma malha rápida de corrente, uma malha 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. O sistema de controle digital para o retificador em modo normal de operação é mostrado na Figura 3.

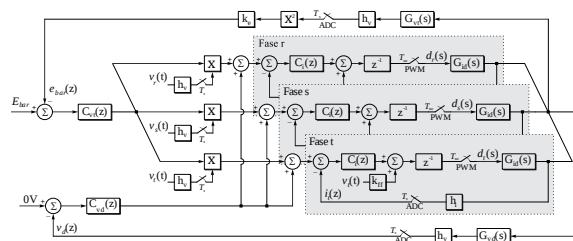


Figura 3. Estrutura de controle para o retificador em modo normal.

Quando a UPS está fora dos limites adequados de operação é iniciado o modo bateria. Nesse modo, aproveita-se o circuito disponível do estágio de entrada, já dimensionado para a potência nominal da UPS, para descarregar o banco de baterias. O circuito do descarregador de baterias é mostrado na Figura 4.

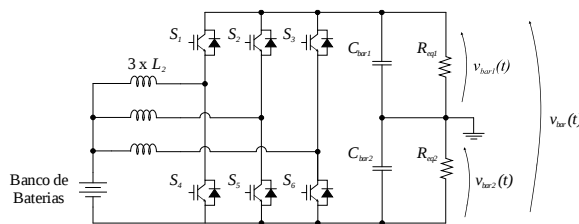


Figura 4. Descarregador do banco de baterias para o modo bateria.

Contudo, a utilização do estágio de entrada como descarregador de baterias impede que o balanço de tensão dos capacitores seja feito via controle do próprio circuito. Para esta função, utiliza-se o circuito auxiliar, o qual é analisado na próxima seção. Assim, a estrutura de controle digital para o descarregador não possui a terceira malha, e é mostrada na Figura 5.

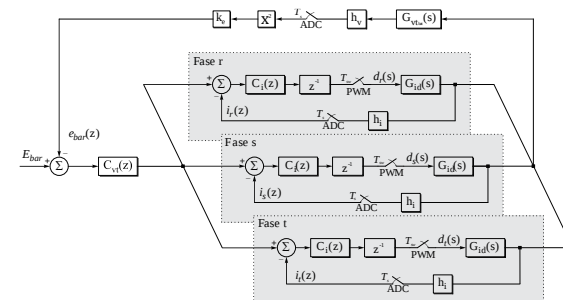


Figura 5. Estrutura de controle para o descarregador de baterias.

3.1 Malha de corrente

A malha de corrente é a mesma utilizada em ambos os modos de operação. 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. O modelo da corrente no indutor L_2 pela razão cíclica do interruptor S_1 é dado por (1).

$$G_{id}(s) = \frac{i_{L_2}(s)}{d_{S_1}(s)} = \frac{-\frac{V_{bar}}{L_2}}{s + \frac{R_{L_2}}{L_2}} \quad (1)$$

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. Usualmente é utilizada uma frequência de cruzamento da função de transferência em malha aberta uma década abaixo da frequência de comutação. Controladores do tipo proporcional-integral (PI) são utilizados para reduzir o erro em regime permanente das malhas de corrente. É adicionada uma ação *feed-forward* (k_{ff}) em modo normal para melhorar a resposta transitória e proporcionar robustez ao controle do conversor em relação a distúrbios relacionados à tensão da rede.

3.2 Malha de tensão total do barramento CC

O controle da tensão total do barramento CC é feito através do método da energia armazenada nos capacitores de barramento, de forma a se trabalhar com uma planta naturalmente linear. A energia armazenada no barramento CC (E_{bar}) é função da capacitância total do barramento (C_{eq}) e da tensão de barramento (V_{bar}), de acordo com (2).

$$E_{bar} = \frac{1}{2} C_{eq} V_{bar}^2 \quad (2)$$

Sabendo-se que a potência instantânea é dada pela taxa de variação da energia, pode-se relacionar a variação da energia do barramento com a potência de entrada em modo normal (3) e em modo bateria (4).

$$P_{3\phi} = \frac{dE_{bar}}{dt} = \frac{3}{\sqrt{2}} V_{in} I_{in\text{pico}} \quad (3)$$

$$P_{bat} = \frac{dE_{bar}}{dt} = V_{bat} I_{bat} \quad (4)$$

Onde V_{in} é a tensão eficaz de fase de entrada, V_{bat} é a tensão do banco de baterias, $I_{in\text{pico}}$ é a corrente de pico de fase de entrada e I_{bat} é a corrente média de descarga do banco de baterias.

Aplicando-se a transformada de Laplace nas equações (3) e (4), têm-se as funções de transferência que relacionam a energia de barramento com a corrente de pico de entrada (5) e com a corrente descarga do banco de baterias (6). Como a corrente de descarga é dividida entre os três braços de interruptores, o modelo também deve considerar o número de braços (n).

$$G_{vt}(s) = \frac{E_{bar}(s)}{I_{in\text{pico}}(s)} = \frac{3V_{in}\sqrt{2}}{2s} \quad (5)$$

$$G_{vt\text{bat}}(s) = \frac{E_{bar}(s)}{I_{bat}(s)} = \frac{1}{n} \frac{V_{bat}}{s} \quad (6)$$

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 uma década abaixo desta ondulação, ou seja, 12 Hz. Controladores do tipo PI são utilizados para eliminar o erro em regime permanente.

3.3 Malha de tensão diferencial

A tensão diferencial ($v_d(t)$) representa a diferença entre as tensões dos capacitores do barramento CC ($v_d(t) = v_{bar1}(t) - v_{bar2}(t)$), e idealmente deve ser mantida igual a zero. A equação (7) apresenta o modelo da tensão diferencial pela corrente no indutor L_2 .

$$G_{vd}(s) = \frac{v_d(s)}{i_{L_2}(s)} = \frac{1}{n} \frac{R_{eq}}{s R_{eq} C_{bar} + 1} \quad (7)$$

Considerando $C_{bar} = C_{bar1} = C_{bar2}$ e $R_{eq} = R_{eq1} = R_{eq2}$.

Bem como no controle da tensão total, 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 4 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.

4 Circuito Auxiliar

O circuito auxiliar possui duas funcionalidades distintas, carregador do banco de baterias em modo normal de operação e equilibrador das tensões sobre os capacitores do barramento CC em modo bateria. No modo normal, chaves de transferência conectam o indutor do circuito auxiliar ao terminal positivo do banco de baterias. A Figura 6 apresenta o circuito auxiliar operando como carregador do banco de baterias.

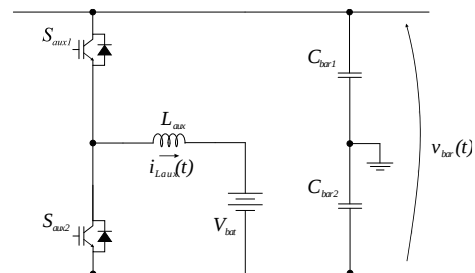


Figura 6. Circuito auxiliar operando como carregador do banco de baterias em modo normal de operação.

O carregador de baterias é analisado considerando-se o método de carga por corrente constante, de forma a demonstrar a funcionalidade do circuito auxiliar em modo normal de operação. É utilizada apenas uma malha rápida de corrente para garantir uma corrente de carga regulada para o banco de baterias. A Figura 7 apresenta a estrutura de controle do circuito auxiliar operando como carregador de baterias.

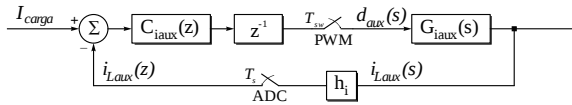


Figura 7. Estrutura de controle para o circuito auxiliar operando como carregador do banco de baterias.

Em modo bateria de operação, chaves de transferência desconectam o indutor L_{aux} do banco de baterias e conectam ao ponto central do barramento CC. A Figura 8 apresenta o circuito auxiliar operando como equilibrador das tensões sobre os capacitores do barramento CC.

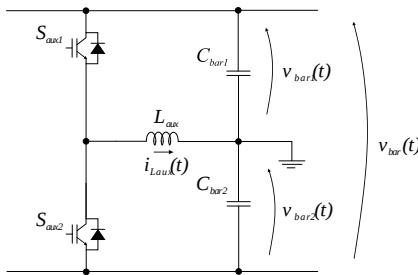


Figura 8. Circuito auxiliar operando como equilibrador das tensões sobre os capacitores do barramento CC em modo bateria.

A estrutura de controle digital para o circuito auxiliar operando como equilibrador das tensões sobre os capacitores de barramento é mostrada na Figura 9.

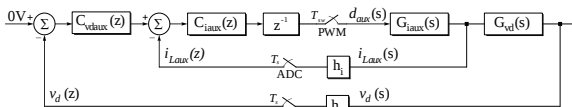


Figura 9. Estrutura de controle do circuito auxiliar operando como equilibrador das tensões sobre os capacitores do barramento CC.

A estrutura de controle utiliza uma malha rápida interna de corrente e uma malha externa de tensão. A referência de tensão é zero, de forma a manter a mesma tensão sobre os capacitores do barramento CC para cargas desbalanceadas.

4.1 Malha de corrente

A planta de corrente é a mesma utilizada para a modelagem do carregador do banco de baterias e para o equilibrador de tensão. O modelo da corrente no indutor L_{aux} (i_{Laux}) pela razão cíclica do interruptor S_{aux1} (d_{aux}) é dado por (8).

$$G_{iaux}(s) = \frac{i_{Laux}(s)}{d_{aux}(s)} = \frac{V_{bar}/L_{aux}}{s + \frac{R_{Laux}}{L_{aux}}} \quad (8)$$

É utilizado um controlador de corrente do tipo PI, a fim de manter a corrente de carga do banco de baterias constante e com erro nulo em regime permanente. A banda passante do controlador é escolhida uma década abaixo da frequência de comutação.

4.2 Malha de tensão diferencial

A planta de tensão diferencial do circuito auxiliar é idêntica à planta do retificador, dependente apenas de R_{eq} e C_{bar} , porém aplicada a um único braço de interruptores. O modelo de pequenos sinais da tensão diferencial pela corrente no indutor L_{aux} é dado por (9).

$$G_{vd}(s) = \frac{v_d(s)}{i_{Laux}(s)} = \frac{R_{eq}}{s R_{eq} C_{bar} + 1} \quad (9)$$

É utilizado um controlador PI para a malha de tensão diferencial, de forma a garantir que a diferença de tensão entre os capacitores de barramento seja desprezível. A banda passante do controlador de tensão é de 12 Hz, ou seja, uma década abaixo da menor ondulação de tensão sobre o barramento CC.

5 Inversor trifásico de saída

O inversor trifásico possui a função de sintetizar tensões alternadas, simétricas e com baixa distorção harmônica, tanto para a operação com cargas lineares, quanto para cargas não-lineares. O circuito do inversor trifásico de saída é apresentado na Figura 10.

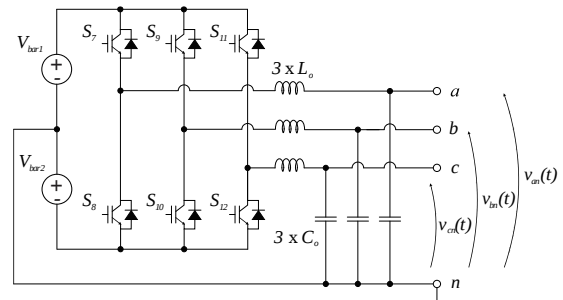


Figura 10. Circuito do inversor trifásico de saída.

Onde L_o é a indutância e C_o a capacitância do filtro de saída, v_{an} , v_{bn} e v_{cn} as tensões de fase de saída.

Em UPS de dupla conversão a carga é permanentemente suprida pelo inversor durante os modos normal e bateria, sendo assim de fundamental importância uma estrutura de controle que garanta a síntese de tensões adequadas. A Figura 11 apresenta a estrutura de controle utilizada para o inversor trifásico de saída.

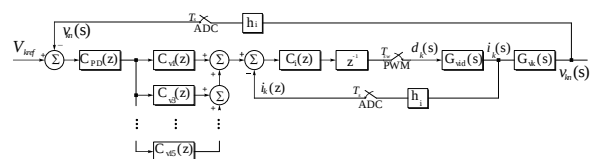


Figura 11. Estrutura de controle do inversor trifásico.

Esta estrutura apresenta uma malha interna de corrente com controlador proporcional para limitar a corrente de saída em situações de sobrecarga ou curto-circuito, e uma malha externa de tensão, que utiliza

um controlador do tipo proporcional-derivativo para ajuste da margem de fase e oito controladores ressonantes, sintonizados na frequência fundamental e nas harmônicas ímpares até a décima quinta ordem. Essa configuração permite que as tensões de saída apresentem erro nulo para a componente fundamental de 60 Hz e rejeite as componentes harmônicas mencionadas.

Com a conexão do neutro da saída ao ponto central do barramento CC, a modelagem do inversor pode ser feita considerando-se três circuitos monofásicos independentes. A equação (10) apresenta o modelo de pequenos sinais da corrente no indutor do filtro de saída (i_{Lk}) pela razão cíclica (d_k), e (11) mostra o modelo da tensão de saída (v_k) pela corrente no indutor, onde k representa as fases a , b e c para ambos os modelos.

$$G_{vid}(s) = \frac{i_{Lk}(s)}{d_k(s)} = \frac{V_{bar}}{2R_o} \frac{sR_oC_o + 1}{s^2L_oC_o + s\frac{L_o}{R_o} + 1} \quad (10)$$

$$G_{vk}(s) = \frac{v_k(s)}{i_k(s)} = \frac{1}{sC_o + \frac{1}{R_o}} \quad (11)$$

6 Resultados Experimentais

De forma a avaliar o desempenho da UPS proposta, bem como o sistema de controle digital utilizado, é implementado em laboratório um protótipo de 20 kVA para a aquisição de resultados experimentais. A Figura 12 mostra o protótipo implementado. A Tabela 1 apresenta os parâmetros do protótipo.

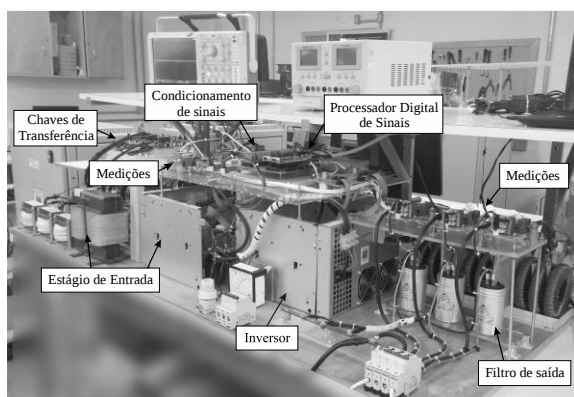


Figura 12. Protótipo de 20 kVA implementado em laboratório.

Tabela 1. Parâmetros do protótipo de 20 kVA.

Parâmetro	Valor
Tensão de fase de entrada/saída (V_{kn})	127 V
Potência de saída (S_o)	20 kVA
Frequência da rede (f_r)	60 Hz
Frequência de chaveamento (f_{sw})	15 kHz
Frequência de amostragem (f_s)	15 kHz
Tensão total de barramento (V_{bar})	430 V
Capacitores de barramento ($C_{bar1,2}$)	12 mF
Tensão do banco de baterias (V_{bat})	240 V
Indutores do lado da rede (L_1)	150 μ H
Indutores do lado do conversor (L_2)	450 μ H
Capacitores de entrada (C_2)	10 μ F

Resistores de descarga (R_l)	1,6 k Ω
Indutor do circuito auxiliar (L_{aux})	333 μ H
Indutores do filtro de saída (L_o)	333 μ H
Capacitores do filtro de saída (C_o)	100 μ F

6.1 Retificador de entrada e circuito auxiliar em modo normal de operação

A Figura 13 mostra as formas de onda da tensão e corrente de entrada da fase r para a operação com 10 kW de carga linear. Percebe-se que a corrente de entrada apresenta baixa distorção harmônica e sua componente fundamental está em fase com a respectiva tensão. O fator de potência (FP) calculado é de 0,999 e a taxa de distorção harmônica (TDH) de corrente calculada é de 0,9%.

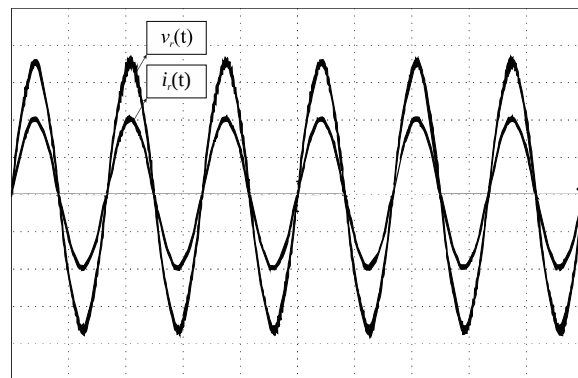


Figura 13. Tensão e corrente de entrada da fase r para a operação com 10 kW de carga linear. FP de 0,99 e TDH de corrente de 0,9% (50 V/div, 20 A/div, 10 ms/div).

O circuito auxiliar operando como carregador do banco de baterias não foi implementado. Assim, utilizou-se o circuito como equilibrador das tensões de barramento em ambos os modos de operação. A Figura 14 mostra a operação do circuito auxiliar como equilibrador de tensão. Inicia-se com o controle do circuito auxiliar desabilitado, com o circuito operando com razão cíclica fixa de 50%, e após a tensão de barramento entrar em regime, o controle é ativado. Nota-se que as tensões de barramento apresentavam cerca de 50 V de desbalanço sem o circuito de equilíbrio. Quando o circuito auxiliar entra em operação, as tensões sobre os capacitores do barramento CC assumem seus valores nominais em aproximadamente 80 ms.

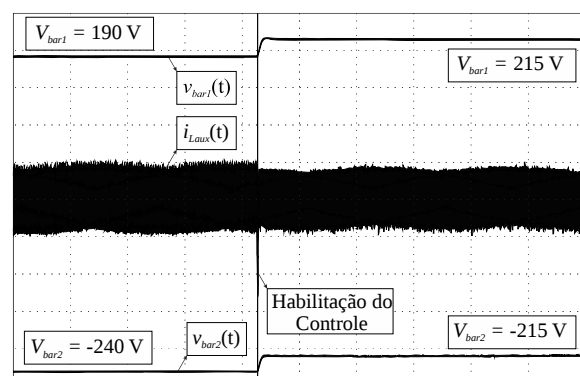


Figura 14. Tensões do barramento CC e corrente no indutor do circuito auxiliar (50 V/div, 5 A/div, 400 ms/div).

6.2 Inversor de saída (modo normal e modo bateria)

A Figura 15 apresenta a tensão e corrente da fase a e as tensões do barramento CC para degraus de carga linear no inversor de 66% para 100%. Observa-se que a tensão sintetizada pelo inversor apresenta formato senoidal para ambas as condições de carga. No momento da aplicação dos degraus a amplitude da tensão de saída apresenta uma pequena variação, retornando ao valor nominal aproximadamente um ciclo depois.

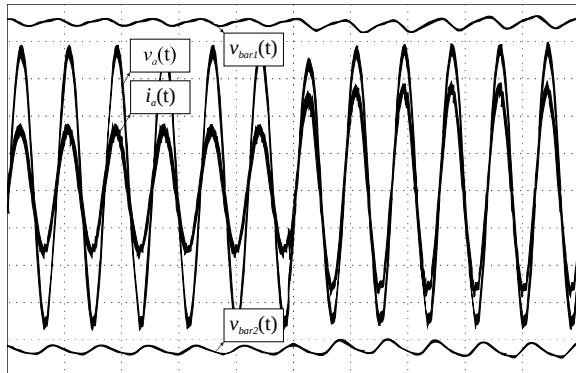


Figura 15. Tensão e corrente de saída da fase a , e tensões do barramento CC. Degraus de carga linear de 66% para 100% (50 V/div, 25 A/div, 20 ms/div).

6.3 Modo bateria de operação

Os resultados experimentais da UPS operando em modo bateria foram adquiridos com o inversor alimentando cargas lineares. O banco de baterias foi emulado por uma fonte de tensão CC, a qual possui corrente máxima de operação de 15 A. Dessa forma, os testes foram realizados para a operação com 800 W de carga, de acordo com a limitação da fonte. O estágio de entrada da UPS regula o barramento CC através do banco de baterias emulado e as cargas são alocadas em apenas uma fase de saída. A Figura 16 apresenta a tensão de saída da fase a , a corrente do banco de baterias e as tensões do barramento CC para a operação com 800 W de carga linear. Com a carga conectada à saída da UPS, a corrente do banco de baterias apresenta uma amplitude suficiente para suprir a carga e manter o barramento regulado em seu valor nominal.

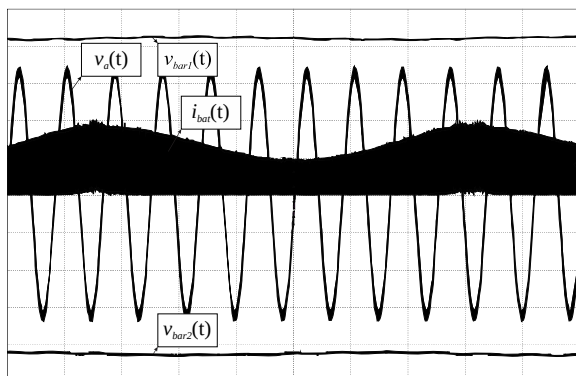


Figura 16. Tensão de saída da fase a , corrente do banco de baterias e tensões do barramento CC. Operação com 800 W de carga linear (50 V/div, 10 A/div, 20 ms/div).

6 Conclusão

Este trabalho apresentou uma topologia de UPS trifásica de dupla conversão de baixo custo sem transformador. O baixo custo é devido à utilização do estágio de entrada como retificador trifásico em modo normal de operação e como descarregador do banco de baterias em modo bateria, aproveitando um circuito já existente e dimensionado para a potência nominal da UPS. Para a carga do banco de baterias em modo normal de operação é empregado um circuito auxiliar, o qual pode ser dimensionado pela corrente de carga, o que corresponde a uma potência inferior à potência nominal da UPS, dependendo do método de carga utilizado. Em modo bateria, o circuito auxiliar é responsável pelo equilíbrio das tensões sobre os capacitores do barramento. Resultados experimentais validaram a funcionalidade da topologia proposta, bem como a metodologia utilizada para a modelagem e para o projeto dos controladores digitais empregados.

Agradecimentos

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

Referências Bibliográficas

- Bekiarov, S. B. et al. (2002). Uninterruptible power supplies: classification, operation, dynamics, and control. IEEE Applied Power Electronics Conference, Vol. 1, pp. 597 – 604.
- Chen, B. et al. (2010). Novel Current Limitation Technique without Current Feedback for Digital-Controlled Battery Charger in UPS Applications. Energy Conversion Congress and Exposition, pp. 4351 – 4355.
- Ghosh, R. et al. (2007). A simple analog controller for single-phase halfbridge rectifier. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 22, pp. 186 – 198.
- Kim, E.-H. et al. (2009). Transformerless three-phase on-line UPS with high performance. IET Power Electronics, Vol. 2, No. 2, pp. 103–112.
- Koffler, R. (2003). Transformer or transformerless UPS?. IEE Power Engineer Journal, Vol. 17, pp. 34 – 36.
- Nodari, L. M. (2010). A New Digital Control System for a Single-Phase Half-Bridge Rectifier with Fast Dynamic Response. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, pp. 1204 – 1211.
- Park, J. K. et al. (2008). High Performance Transformerless Online UPS. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 55, No. 8, pp. 2943 – 2953.
- Yu, Q. et al. (2002). A Low Cost Resonant Snubber Inverter for Uninterruptible Power Supply Application. Energy Conversion Engineering Conference, pp. 696 – 697.