

ESTUDO E ANÁLISE DE UM SISTEMA UPS ON-LINE UTILIZANDO A CÉLULA A COMBUSTÍVEL COMO FONTE AUXILIAR DE ENERGIA

Augusto M. Costa, Renato S. Maciel e Luiz C. G. Freitas.

Universidade Federal de Uberlândia (UFU)

Faculdade de Engenharia Elétrica (FEELT)

Núcleo de Pesquisa em Eletrônica de Potência (NUPEP)

Uberlândia, MG, Brasil 38400-902

E-mail: augusto.eel@gmail.com, renato_smaciell@hotmail.com, lcfreitas@yahoo.com.br

Resumo - Este artigo apresenta o desenvolvimento de um sistema ininterrupto de suprimento de energia (UPS) do tipo *on-line*, utilizando um Conversor *Boost* com uma célula de comutação não dissipativa (ZVS-ZCS) para aplicação como conversor pré-regulador e a célula a combustível como sua fonte auxiliar de energia. A estratégia de controle digital é definida a partir de uma lógica baseada em DSP (*Digital Signal Processor*) onde o controle do conversor *Boost* utiliza do método de controle por corrente média para impor corrente de entrada com baixo conteúdo harmônico e alto fator de potência. Neste artigo é descrito detalhadamente o princípio de funcionamento do sistema proposto, assim como especificações de projeto e resultados de simulação de um protótipo de 500 W. Os resultados experimentais estão em desenvolvimento e serão apresentados posteriormente.

Palavras-Chave - Célula de Comutação Suave, Conversor *Boost*, Controle por corrente média, Fator de Potência unitário, Pré-regulador, Sistemas Ininterruptos de Suprimento de Energia.

STUDY AND ANALYSIS OF A UPS ON-LINE USING THE FUEL CELL AS POWER SOURCE

Abstract - This article presents the development of an uninterrupted system power supply (UPS) of the *on-line* type, using a boost converter with a non-dissipative switching cell (ZVS-ZCS) for use as pre-regulator converter and the fuel cell as its auxiliary source of energy. The digital control strategy is defined from a logic based on DSP (*Digital Signal Processor*) where the Boost converter control used by the average current control method to impose input current with low harmonic distortion and high power factor. In this paper it's described in detail the operating principle of the proposed system, as well as design specifications and simulation results of a prototype 500 W. The experimental results are under development and will be presented later.

Keywords - Average Current Control, Boost converter, Front-end Converter, Passive Resonant Cell, Power Factor Correction, Uninterrupted Power Supply.

I. INTRODUÇÃO

Com a evolução da tecnologia, principalmente, da indústria eletroeletrônica, pode-se afirmar que os equipamentos eletrônicos estão presentes em todos, ou quase todos os setores da sociedade. Neste contexto, é certo que em alguns setores essenciais à sociedade, tais como: telecomunicações, informática, saúde, transporte, financeiro, indústria e energia, existem a necessidade de que alguns equipamentos operem de modo adequado e de forma ininterrupta, a fim de evitar falhas nos mesmos e possíveis danos aos consumidores [1]. Diante destes fatos, várias empresas investem em pesquisas para o desenvolvimento de equipamentos eletrônicos associados a uma fonte auxiliar de energia independente, capazes de garantir o funcionamento dos equipamentos essenciais de seus sistemas, quando ocorrer eventuais falhas no abastecimento de energia da rede de corrente alternada (CA) de alimentação. Os equipamentos adequados para este fim foram denominados Sistemas Ininterruptos de Suprimento de Energia ou, em inglês, *Uninterruptible Power Supply* (UPS). Estes sistemas podem ser divididos em três categorias, são elas: *Off-line*, *On-line* e *Line-interactive*. Diante do exposto, o sistema proposto neste artigo dedica-se à aplicação em sistemas ininterruptos de suprimento de energia *on-line* cuja configuração básica é apresentada no diagrama de blocos simplificado da Figura 1. Observa-se que no sistema *on-line* a energia entregue a carga é diretamente processada pelo inversor, ocorrendo o suprimento de energia por parte da rede CA de alimentação, e pela fonte auxiliar de energia (neste caso célula a combustível), que está em flutuação e passa a suprir a energia demandada pela carga caso ocorra alguma falha da rede CA.

Ao contrário das UPS *off-line*, nas UPS *on-line* toda energia entregue à carga é processada integralmente pelo inversor, independentemente de haver ou não interrupção no fornecimento de energia proveniente da concessionária de energia, o que diminui a eficiência operacional do sistema, porém, neste caso pode-se controlar a qualidade da tensão fornecida à carga, além disso, não é necessário que a tensão da carga seja sincronizada com a tensão fornecida pela concessionária de energia, o que simplifica o controle do



XIII CEEL - ISSN 2178-8308
12 a 16 de Outubro de 2015
Universidade Federal de Uberlândia - UFU
Uberlândia - Minas Gerais - Brasil

sistema sendo que, caso haja falha no abastecimento de energia proveniente da rede, a célula combustível passa a fornecer energia para o inversor e a carga instantaneamente, uma vez que as mesmas estão sempre conectadas ao estágio de entrada do inversor, ou seja não existe tempo entre a troca das fontes de suprimento de energia.

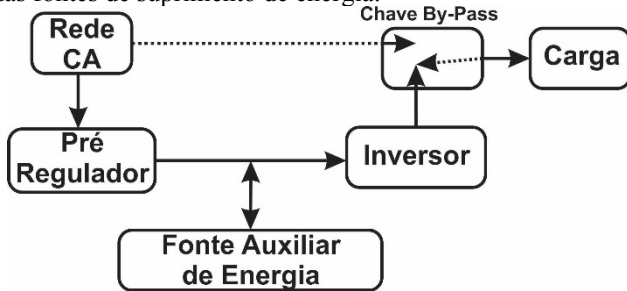


Fig. 1. Estrutura UPS *On-line*.

Neste contexto, o projeto proposto tem como principal objetivo a análise de sistemas UPS *on-line*, com correção de fator de potência e mitigação do conteúdo harmônico da corrente de entrada (DHT_1), utilizando a célula a combustível como elemento armazenador de energia em substituição do banco de baterias (usualmente utilizado) com objetivo também de criar um sistema com reduzido peso, volume, tamanho e viável economicamente.

Com vistas a aperfeiçoar o sistema apresentado em [2], o conversor *Boost* proposto neste trabalho faz uso de uma célula de comutação não dissipativa denominada *SR-ZCS-ZVS-PWM - Self-Resonant Zero Current and Zero Voltage Switching Pulse Width Modulated Cell* [3], sendo que para o controle deste, foi utilizado o circuito digital baseado em DSP.

Por fim, vale ressaltar que uma síntese dos principais resultados obtidos foi reportada em um artigo intitulado *Front-End Converter with Integrated PFC and DC-DC Functions for a Fuel Cell UPS with DSP-Based Control*, publicado no periódico internacional *IEEE Transactions on Power Electronics* [4].

II. CÉLULA DE COMUTAÇÃO NÃO DISSIPATIVA

Nos conversores chaveados convencionais, as chaves controladas são comandadas de modo que entrem e saiam de condução com corrente de carga, isto faz com que as mesmas estejam submetidas a altos níveis de tensão e/ou corrente durante a comutação provocando elevadas perdas por chaveamento, porém, os problemas atrelados à comutação requerem técnicas de comutação suave para que seja viável a aplicação de conversores estáticos operando em alta frequência.

Com o surgimento dos transistores bipolares de potência e posteriormente os MOSFET's de potência, tornou-se possível a operação das chaves em frequências superiores aos sistemas convencionais [5].

Para evitar estes problemas e obter uma comutação não dissipativa, uma das estratégias utilizadas é a implementação de conversores quase ressonantes [6-7]. Nestes conversores a comutação ocorre sob tensão e/ou corrente nula.

Neste contexto, o conversor *Boost* proposto utiliza uma célula de comutação não dissipativa que possui duas chaves. A chave principal S_1 , que apresenta comutação com tensão

nula, e a chave auxiliar S_2 que apresenta comutação com corrente nula e tensão nula. Esta célula possui as mesmas características operacionais de sistemas convencionais que utilizam células de comutação PWM, porém apresentam as seguintes vantagens:

- Comutação suave para ampla faixa de carga;
- A máxima tensão nas chaves é limitada pela fonte de entrada e pela fonte de saída;
- Comutação suave em frequências elevadas;
- Alto rendimento e densidade de potência.

Na Figura 2 é apresentada a estrutura da célula de comutação não dissipativa utilizada, onde os terminais "a", "b" e "p" são denominados ativo, comum e passivo, respectivamente. Os elementos ressonantes L_r e C_r são colocados próximos para facilitar a troca de energia entre eles.

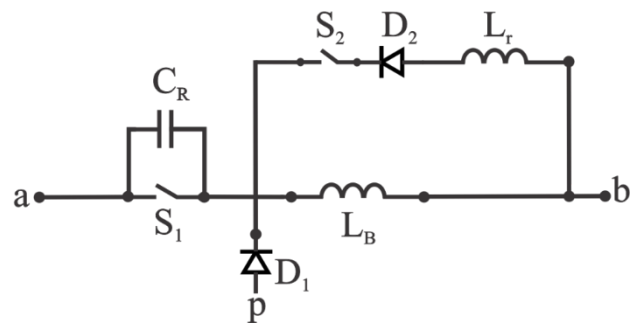


Fig. 2. Célula de comutação não dissipativa SR-ZCS-ZVS.

III. CONVERSOR BOOST PRÉ-REGULADOR

O conversor *Boost* proposto é utilizado como estágio pré-regulador e possui uma célula de comutação não dissipativa, que possui uma chave principal S_1 , a auxiliar S_2 e um diodo de potência que conecta o supercapacitor ao sistema somente quando a tensão de entrada é menor que a tensão dos supercapacitor ou quando a rede CA está ausente, apresentando o controle baseado em DSP responsável pelo controle da tensão de saída e pela imposição de corrente senoidal na rede CA através do método de controle por corrente média [8]. Assim, o conversor proposto é capaz de garantir:

- Regulação da tensão de saída e controle da potência fornecida à saída;
- Alto fator de potência;
- Baixa distorção harmônica de corrente.

Observa-se no circuito da Figura 3 que o estágio retificador CA-CC é representado por uma ponte de diodos, o estágio elevador é representado pelo conversor *Boost* SR-ZCS-ZVS-PWM e para o estágio inversor foi utilizado um conversor *Full Bridge* resultando em uma estrutura denominada Retificador Boost SR-ZCS-ZVS-PWM.

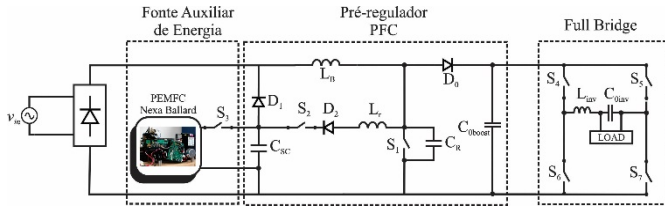


Fig. III. Estrutura UPS online proposta.

IV. PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO

Com base no levantamento teórico e na análise do sistema foi possível caracterizar o funcionamento do conversor *Boost* proposto em sete etapas, para tanto, torna-se necessário fazer as seguintes considerações:

- A tensão de entrada instantânea em um curto período de tempo, que será igual ao período de chaveamento, pode ser considerada constante;
- Os elementos condutores são considerados ideais;
- Não existem perdas nos elementos ressonantes (L_R e C_R);
- O filtro de saída é considerado suficiente para que não haja nenhuma variação (“ripple”) na tensão de saída, ou seja, ela permanece constante no período de chaveamento;
- O capacitor ressonante (C_R) está carregado com a tensão de saída (V_o), portanto S_1 está aberta;
- Existe corrente fluindo no diodo D_o .

Primeira etapa: $\Delta t_1 (t_0-t_1)$:

Esta etapa inicia-se no tempo t_0 , quando a chave auxiliar S_2 é colocada em condução e termina, no tempo t_1 , quando a corrente $I_{Lr} = I_0$. Com o fechamento de S_2 , a corrente (I_0) é desviada do diodo de saída (D_0) pra o ramo desta chave, assim a corrente no indutor ressonante (L_r) cresce linearmente pela ação da fonte de corrente I_0 .

Analisando as malhas formadas nesta etapa, conclui-se que a entrada em condução da chave S_2 ocorre com corrente nula sem perdas por comutação. Esta etapa de operação é apresentada na Figura 4.

Segunda etapa: $\Delta t_2 (t_1-t_2)$:

Esta etapa pode ser descrita como a etapa ressonante, uma vez que em $t=t_1$ os diodos D_0 e D_1 se bloqueiam e o capacitor ressonante (C_r) passa a descarregar via indutor ressonante (L_r). A corrente no indutor nesta etapa é a soma da corrente do indutor de entrada (I_0) mais a corrente do capacitor (I_{Cr}), como o diodo D_1 está bloqueado haverá corrente indo para o supercapacitor (C_{sc}) ocasionando o carregamento dos mesmos. Esta etapa tem fim quando o capacitor ressonante descarrega totalmente. Esta etapa de operação é apresentada na Figura 5.

Terceira etapa: $\Delta t_3 (t_2-t_3)$:

Nesta terceira etapa a corrente no indutor ressonante (L_{Rr}) descarrega linearmente supercapacitor (C_{sc}) no tempo t_2 e termina com o a corrente de $I_{Lr} = I_0$ no tempo t_3 . Como o diodo D_1 e D_0 continuam reversamente polarizados a descarga ocorre através do diodo intrínseco que existe na chave

principal S_1 . Esta etapa de operação é apresentada na Figura 6.

Quarta etapa: $\Delta t_4 (t_3-t_4)$:

Na quarta etapa, a chave S_1 é fechada pois a tensão nela é nula no tempo t_3 e termina quando a corrente da chave S_1 atinge o valor de I_0 no tempo t_4 . A corrente no indutor ressonante decresce até zero e a corrente na chave principal S_1 passa a ser o valor da corrente (I_0). Esta etapa de operação é apresentada na Figura 7.

Quinta etapa: $\Delta t_5 (t_4-t_5)$:

A quinta etapa inicia em t_4 quando a corrente da chave principal S_1 assume o valor I_0 e a chave auxiliar S_2 é aberta com corrente nula e termina quando a chave S_1 aberta com tensão nula no tempo t_5 . Diante disso os diodos D_0 D_1 , D_2 estão bloqueados e o indutor ressonante (L_r) totalmente descarregado, sendo que o supercapacitor não recebe mais energia. O circuito que representa este estágio de operação é demonstrado na Figura 8.

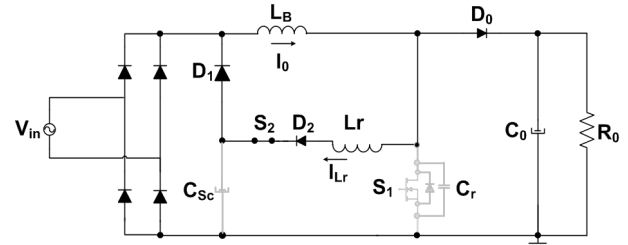


Fig. 4. Primeira etapa de operação ($t_0 - t_1$).

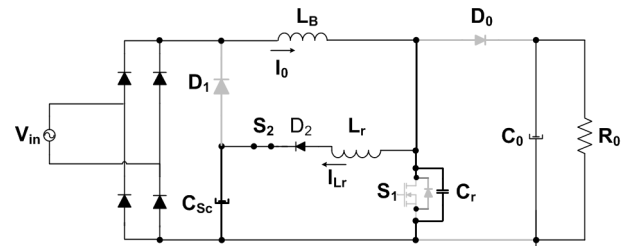


Fig. 5. Segunda etapa de operação ($t_1 - t_2$).

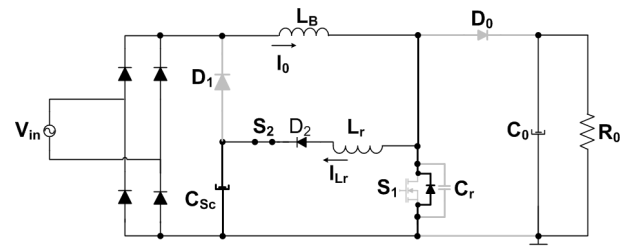


Fig. 6. Terceira etapa de operação ($t_2 - t_3$).

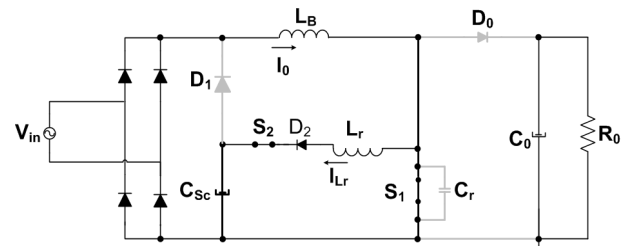


Fig. 7. Quarta etapa de operação ($t_3 - t_4$).

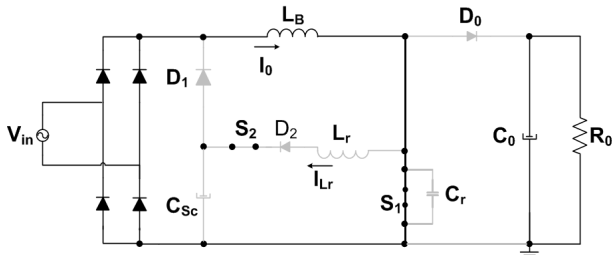


Fig. 8. Quinta etapa de operação ($t_4 - t_5$).

Sexta etapa: Δt_6 ($t_5 - t_6$):

Nesta etapa de operação em t_5 a chave principal S_1 é aberta por possuir tensão nula, dando início ao carregamento do capacitor ressonante (C_r), e termina quando o capacitor está carregado com a tensão de saída (V_0), sendo que todos os diodos D_0 , D_1 , D_2 continuam bloqueados. Esta etapa de operação é apresentada na Figura 9.

Sétima etapa: Δt_7 ($t_6 - t_7$):

Nesta última etapa de operação tem início em t_6 quando a tensão do capacitor ressonante (C_r) atinge o valor da tensão de saída (V_0) e termina em t_7 quando o a chave auxiliar S_2 entra em condução com corrente nula iniciando o ciclo de comutação novamente. Já a corrente (I_0) flui pela carga uma vez que o diodo (D_0) está em condução, havendo assim transferência de energia para a carga. Esta etapa de operação é apresentada na Figura 10.

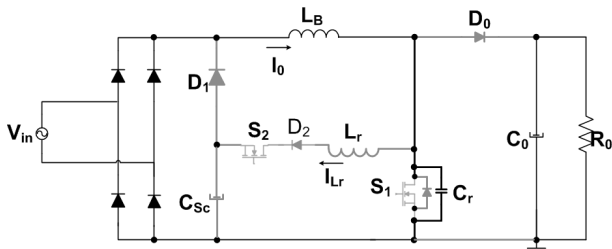


Fig. 9. Sexta etapa de operação ($t_5 - t_6$).

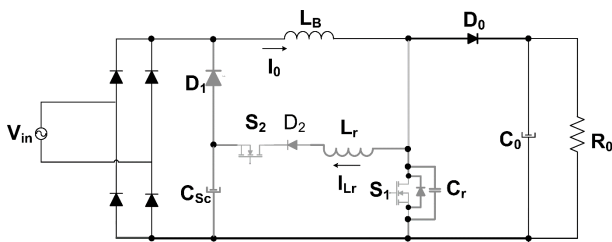


Fig. 10. Sétima etapa de operação ($t_6 - t_7$).

A partir das etapas de operações do conversor *Boost*, na Figura 11 foi possível demonstrar as formas de onda teóricas das tensões e correntes nos principais elementos do conversor em um período de chaveamento.

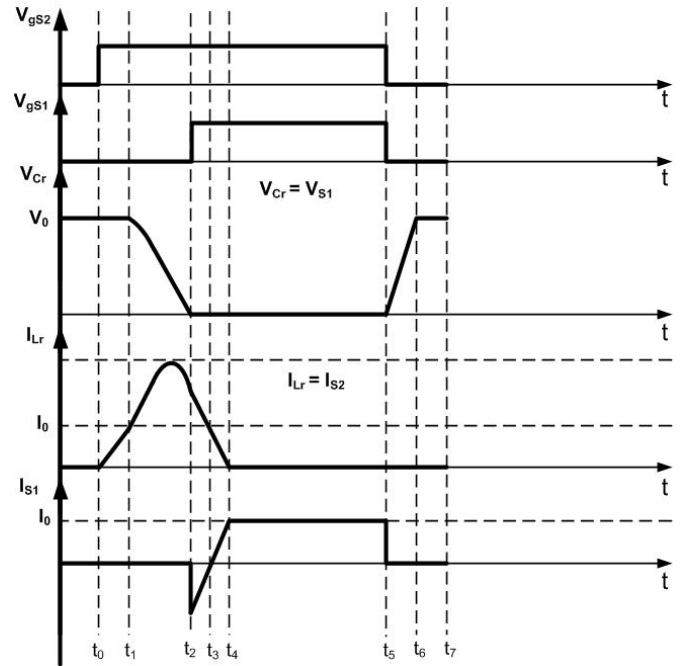


Fig. 11. Principais formas de onda teóricas do conversor *Boost* SR-ZCS-ZVS-PWM operando em modo de condução contínua e regime permanente.

V. ESTRATÉGIA DE CONTROLE

O conversor *Boost* proposto possui a característica predominante de conversor PWM, onde a variável de controle de potência é a razão cíclica (realiza a modulação, ou seja, tem-se o controle do tempo de condução da chave). Para um correto funcionamento do conversor, seguindo as etapas de operação descritas no item anterior, é necessário um circuito de controle capaz de gerar dois pulsos PWM um para a chave principal e outro para chave auxiliar, respeitando-se os tempos adequados de condução e desligamento das mesmas para controle de potência e garantindo a comutação não dissipativa.

Para gerar esses pulsos, a técnica de controle utilizada se baseia na imposição de uma corrente senoidal na entrada, garantindo-se alto fator de potência, a partir da técnica da corrente média [9-10], este tipo de controle garante operação com frequência constante e operação em modo contínuo de condução, reduzindo-se os esforços de corrente no interruptor principal.

O sistema de controle por corrente média do conversor *Boost* consiste em gerar uma corrente de referência em fase com a tensão de entrada da rede, de tal modo que sua amplitude varie para manter a tensão de saída constante, mesmo no caso de mudança situacional no sistema, por exemplo, a mudança de carga, diminuição da tensão de entrada ou queda da rede CA. O controle deve gerar os pulsos para as chaves S_1 e S_2 de modo a assegurar o funcionamento correto da célula SR-ZCS-ZVS-PWM e monitorar a rede CA determinando quando ocorre uma falta na rede e proporcionando o correto *start-up* da célula a combustível. Devido à alta confiabilidade do controle em malha fechada do conversor *Boost* proposto, tem-se um forte barramento CC na entrada do inversor *Full-Bridge*, este fato atrelado ao da não necessidade do sincronismo da tensão de entrada com a tensão

da carga simplifica o controle do inversor onde foi implementado o controle convencional em malha aberta. Toda lógica de controle é apresentada na Figura 12.

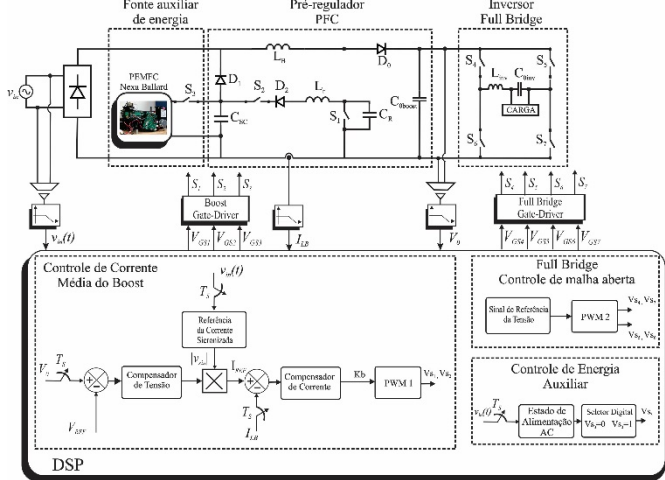


Fig. 12. Diagrama de bloco ilustrando a técnica de controle baseado em DSP

Vale enfatizar que a referência digital de corrente I_{REF} é uma corrente senoidal retificada limitada por um nível CC, onde foi utilizado este tipo de referência para facilitar o controle do sistema uma vez que quando a tensão do supercapacitor é maior que da alimentação CA a tensão de entrada, após o retificador, passa a ser a do supercapacitor, ou seja, deixa de ser uma onda senoidal retificada e passa a ser um valor contínuo no valor da tensão do supercapacitor.

VI. SIMULAÇÃO DO CIRCUITO DE CONTROLE

Através de simulações computacionais é possível a verificação e estudo da topologia proposta apresentada, sendo assim importantes para montagem do protótipo e realizações de testes experimentais.

Com as especificações de projeto e com os parâmetros dos elementos calculados e utilizando o *datasheet* fornecido pela Texas Instruments®, implementou-se no PSIM® o conversor proposto, onde este simulador disponibiliza o uso do DSP no qual é possível inserir todos seus componentes e o algoritmo de controle construído na linguagem de programação C.

A Figura 13 apresenta a onda da tensão (V_{in}) e da corrente (I_{in}) de entrada. Neste gráfico é possível verificar que a corrente e a tensão estão quase em fase verificando assim que o fator de potência é praticamente unitário. Na Figura 14 é possível verificar a tensão de saída (V_{carga}) na carga em comparação com a tensão de entrada (V_{in}). Na Figura 15 mostra a tensão na carga (V_{carga}) em relação a tensão de entrada (V_{in}) porém essa distorcida, mostrando que independente da tensão de entrada (V_{in}) o conversor *Boost* controla a qualidade da tensão de saída (V_{carga}). Na Figura 16 foi realizada uma simulação de degrau de carga de 50% para 100% validando a estabilidade do controle aplicado. Percebe-se que praticamente não há variação na tensão de saída tanto do *Boost* quanto do inversor, toda a variação ocorre na corrente de entrada. Na Figura 17 mostra a falta da rede CA de alimentação, onde praticamente não há variação na tensão

de saída do *Boost* quando alimentado pelo conjunto de supercapacitor e célula a combustível.

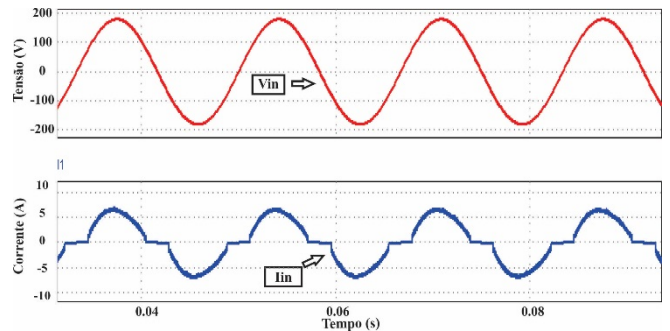


Fig. 13. Tensão de entrada V_{in} e corrente de entrada I_{in} do conversor proposto.

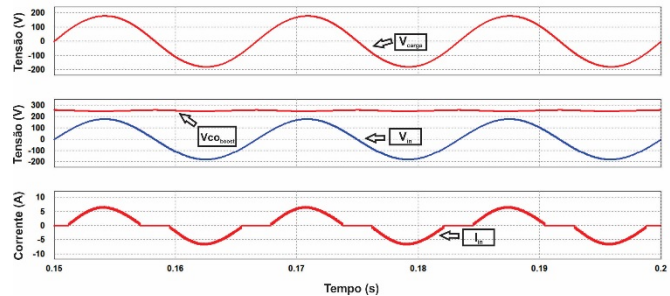


Fig. 14. Tensão de entrada e tensão saída do conversor proposto.

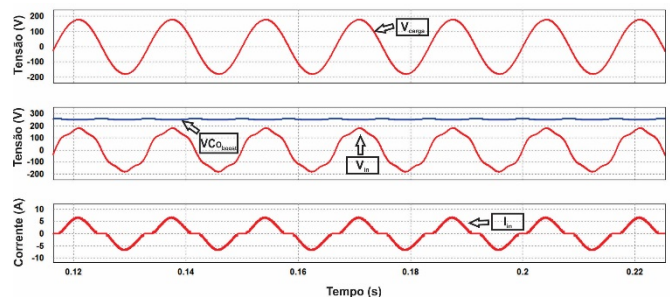


Fig. 15. Tensão de entrada distorcida e tensão saída do conversor proposto.

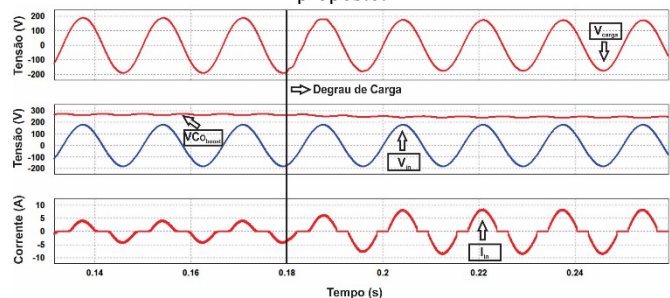


Fig. 16. Ensaio Degrau de carga de 50% para 100%.

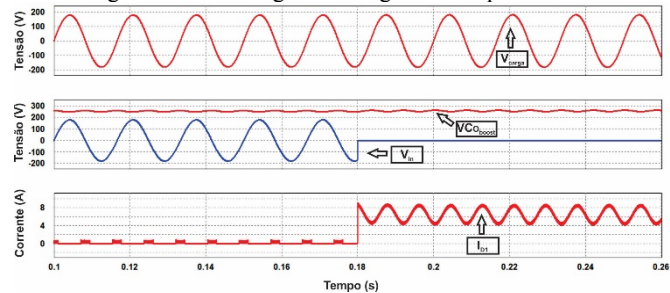


Fig. 17. Simulação da queda da rede CA de alimentação.

Na Figura 18 é observada a tensão e a corrente na chave principal S1. Na Figura 19 é observada a tensão e a corrente na chave auxiliar S2.

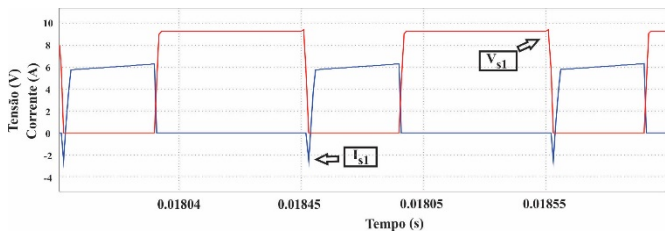


Fig. 18. Tensão (V_{S1}) dividida por 30 e corrente (I_{S1}) na chave principal S_1 .

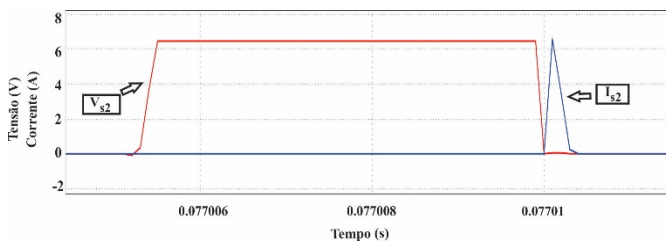


Fig. 19. Tensão (V_{S2}) dividida por 30 e corrente (I_{S2}) na chave auxiliar S_2 .

VII. CONCLUSÕES

Este artigo apresenta o desenvolvimento e análise de uma nova estrutura topológica de conversor *Boost* utilizando uma célula de comutação não dissipativa, adequado para aplicação como estágio pré-regulador de sistemas ininterruptos de energia *on-line*, onde foi proposta a substituição das baterias por uma célula a combustível, sendo que esta constitui uma forma silenciosa, limpa e eficiente de geração de eletricidade. Tais fatos, aliados com a preocupação em relação à correção do fator de potência e redução de componentes harmônicas de corrente no sistemas de alimentação, em decorrência da ampla utilização de fontes chaveadas em equipamentos eletroeletrônicos, motivaram o desenvolvimento do projeto em pauta.

O controle proposto utiliza a técnica de controle por corrente média para impor uma corrente senoidal na entrada, a partir de uma corrente de referência gerada pelo DSP, isto faz com que seja garantido o fator de potência unitário e também a regulação da tensão de saída.

REFERÊNCIAS

- [1] Gonçalves, F. D. Resposta de Sistemas Ininterruptos de Energia frente a Fenômenos de Qualidade de Energia, Dissertação de Mestrado, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Brasília, 2008.
- [2] Wen-Jung Ho; Mu-Shen Lin; Wu-Shiung Feng; "A New Single-Phase On-Line UPS Structure Pre-Stage With PFC-and-Boost Converter", in Proc. Of International Conference on Power Electronics and Drive Systems, 1997, pp.133 - 138.
- [3] Costa, A.V.; Treviso, C.H.G.; de Freitas, L.C.; "A new ZCS-ZVS-PWM boost Converter with unity power factor operation", Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1994. APEC '94. Conference Proceedings 1994, Ninth Annual , 13-17 Feb. 1994, Pages:404 - 410 vol.1.
- [4] Maciel, R.; Freitas, L. C.; Coelho, E. A. A.; Vieira JR., J. B.; Freitas, L. C. G.. Front-End Converter with Integrated PFC and DC-DC Functions for a Fuel Cell UPS with DSP-Based Control. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. PP, n. 99, pp. 1-14, 2014.
- [5] Barbi, I.; Bolacell, J.C.; Martins, D.C. and Libano, F.B. – "Buck Quasi-Resonant Converter Operating at Constant Frequency: Analysis, Design and Experimentation" – IEEE Power Electronics Specialists Conference – 1989 Record, pp 873-881.
- [6] Lee, F. C. High-Frequency Quasi-Resonant Converter Technologies. Proceedings of the IEEE, v. 76, n. 4, p. 377-390, 1988.
- [7] Treviso, C. H. G. Conversor Sepic Auto-Ressonante ZVS-ZCS-PWM Isolado com Fator de Potência Unitário. Universidade Federal de Uberlândia. Uberlândia, p. 114. 1994.
- [8] Kim, Y.; Sung, W.; Lee, B. Comparative Performance Analysis of High Density and Efficiency PFC Topologies. IEEE Trans. on Power Electron., v. 29, n. 6, p. 2666 - 2679, 2014.
- [9] Câmara, R. A. D.; Cruz, C. M. T.; Bascopé, R. P. T.. Retificador Boost Baseado Na Célula De Comutação De Três Estados Para Aplicações Em Nobreaks. Revista eletrônica de Potência, 2010, ISOBRAEP 2010, v. 15, p. 275-283, 2010. ISSN 4.
- [10] Kirubakaran, K.; S. Jain, R. K. N. DSP-Controlled Power Electronic Interface for Fuel-Cell-Based Distributed Generation. IEEE Trans. on Power Electron., v. 26, n. 12, p. 3853-3864, 2011.