

JANDERSON DUARTE, MARCELLO MEZAROA

Núcleo de Processamento de Energia - nPEE – Departamento de Engenharia Elétrica.
UDESC Universidade do Estado de Santa Catarina
Campus Universitário Prof. Avelino Marcante s/n – Bairro Bom Retiro – Joinville/SC - Brasil
CEP 89223-100 – fone (47) 4009-7200
E-mails: janderson_duarte@yahoo.com.br , mezaroba@joinville.udesc.br

Abstract— This paper proposes an isolated single-stage power factor correction rectifier with the Flyback Full-Bridge Current Fed configuration. The proposed converter can operate as a step-down or a step-up converter. The paper presents the theoretical analysis of the converter, simulation and experimental results.

Keywords— Flyback Full-Bridge Converter, Current Fed, Power-Factor-Correction.

Resumo— Este artigo propõe um retificador isolado com correção do fator de potência em um único estágio com a configuração Flyback Full-Bridge alimentado em corrente. O conversor proposto pode operar como um conversor abaixador ou elevador. O artigo apresenta a análise teórica do conversor, resultados de simulação e resultados experimentais.

Palavras-chave— Conversor Flyback Full-Bridge, Entrada em Corrente, Correção de Fator de Potência.

1 Introdução

Em geral, é de grande interesse que os equipamentos elétricos possuam alto fator de potência, pois, um baixo fator de potência provoca um aumento de circulação de energia reativa na rede, obrigando que todo o sistema de alimentação seja superdimensionado. Em aplicações que utilizam conversores e fontes para a realização de testes, existe uma grande preocupação quanto à proteção contra choques elétricos do usuário. Para atender às normas de segurança, utiliza-se isolamento galvânica entre a rede de alimentação e a saída.

As soluções mais utilizadas na indústria para prover correção do fator de potência e isolamento galvânica é a utilização de um estágio Boost CFP associado a outro estágio CC-CC isolado. Essa solução é bem dominada e existem diversas variantes propostas na literatura (Barbi-1999, Liu-1989).

É crescente a procura por fontes de alimentação que unam correção do fator de potência e isolamento galvânica em um único estágio, visando principalmente uma redução de custos e volume.

Uma estrutura já apresentada foi a “Conversor flyback Push-pull alimentado em corrente com correção de fator de potência”, Grover-1996, que realiza a correção de fator de potência, faz a isolamento galvânica em alta frequência e ainda pode trabalhar com uma tensão de saída maior ou menor do que a tensão de pico da rede de alimentação. Este conversor por ser do tipo Push-Pull tem como desvantagens: o problema de saturação do transformador, operação somente para médias e baixas potências e elevadas tensões nos interruptores.

Um conversor também estudado é o Full-Bridge Boost, conforme Em-Sung-2004. Este conversor realiza a isolamento galvânica com transformador em

alta frequência e faz a correção do fator de potência. Caso ocorra a atuação de uma proteção este conversor tem um grave problema, pois com a abertura dos quatro interruptores é gerada uma sobretensão. A sobretensão gerada pode danificar os interruptores. Outra desvantagem desta estrutura é que ela somente trabalha como elevador de tensão.

O conversor proposto é um conversor Flyback Full-bridge com entrada em corrente e correção do fator de potência. Este conversor realiza a isolamento galvânica em alta frequência, faz a correção do fator de potência e ainda pode operar como elevador ou abaixador de tensão. As diferenças deste conversor em relação ao Conversor Flyback Push-pull alimentado em corrente com correção de fator de potência é que ele pode operar com altas potências, não tem o problema de saturação do transformador e a tensão sobre os interruptores é menor. A diferença deste conversor com relação ao Full-Bridge Boost é que não há problema de sobretensão no caso de atuar uma proteção.

2 Topologia e princípio de funcionamento

A topologia do conversor proposto é apresentada na Figura 1. O circuito é composto por um retificador de onda completa, um indutor acoplado Flyback (I_1), quatro interruptores principais (S_1, S_2, S_3 e S_4), transformador Full-Bridge (T_1), dois diodos Flyback (D_5 e D_6), quatro diodos Full-Bridge (D_1, D_2, D_3 e D_4) e um capacitor de filtro de saída (C_o).

As características gerais do conversor podem ser descritas como:

- Possui isolamento galvânica;
- Possui correção de fator de potência;
- Estágio único de processamento de energia;
- Pode operar como elevador ou abaixador de tensão;

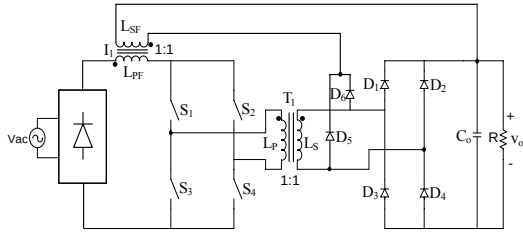


Figura 1 - Topologia do conversor Flyback Full-Bridge.

- Como a condução é contínua, permite processar elevada potência;
- Não necessita de circuito auxiliar de pré-carga para diminuir a corrente de partida (*Inrush*);
- Freqüência de comutação constante.

O conversor pode operar em dois modos diferentes durante meio período da rede, como pode ser observado na Figura 2. Quando a tensão de entrada retificada é menor do que a tensão de saída referida para o primário do transformador (V_0'), o conversor opera no modo Boost e quando a tensão de entrada passa a ser maior do que V_0' o conversor passa a operar no modo Buck.

O princípio de funcionamento do conversor pode ser analisado em alta freqüência, desta maneira como um conversor CC-CC. O conversor possui quatro etapas de funcionamento em um período de comutação em cada modo de operação que estão apresentadas em seguir.

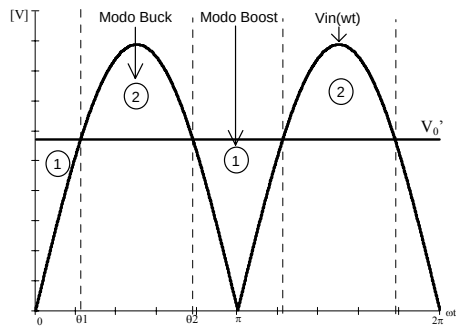


Figura 2 – Dois modos de operação do conversor.

2.1 Modo Boost

Neste modo de operação, os interruptores principais operam com uma razão cíclica entre 0,5 e 1,0. Neste modo ocorre uma sobreposição do fechamento das chaves que estão no mesmo braço como pode ser observado na Figura 6. A seguir serão apresentadas as etapas de operação no modo Boost.

Primeira etapa ($0 \leq t \leq tc - T/2$) - A primeira etapa de operação ocorre quando todas as chaves estão conduzindo. A tensão de entrada é aplicada sobre o primário do indutor e a corrente cresce linearmente, armazenando energia no indutor. Nesta etapa não ocorre transferência de energia para a saída e o capacitor de saída fornece energia para a carga. A primeira etapa de operação é apresentada na Figura 3.

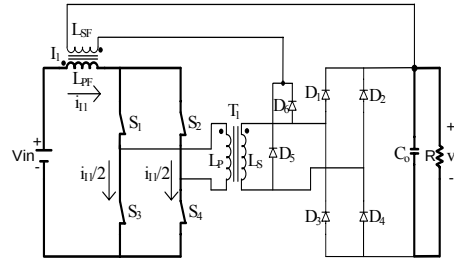


Figura 3 – Primeira e terceira etapa no modo Boost.

Segunda etapa ($tc - T/2 \leq t \leq T/2$) - A segunda etapa de operação ocorre quando as chaves S1 e S4 estão conduzindo e as chaves S2 e S3 estão bloqueadas. Metade da corrente que circulava no primário do indutor é assumida pelo secundário e metade ainda circula pelo primário do indutor e pelo primário do transformador, a energia é transferida para o capacitor de saída e para a carga. A tensão aplicada no primário do indutor é $(V_{in} - N \cdot V_0)/2$ e a corrente decresce linearmente. A segunda etapa de operação é apresentada na Figura 4.

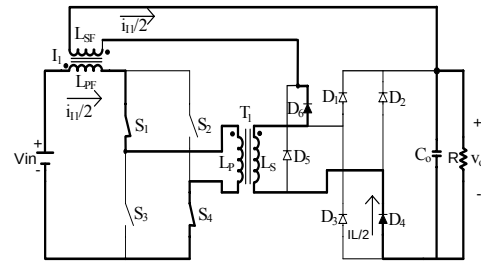


Figura 4 – Segunda etapa de operação no modo Boost.

Terceira etapa ($T/2 \leq t \leq tc$) - Na terceira etapa de operação todas as chaves estão conduzindo e seu princípio de funcionamento é idêntico à primeira etapa. A terceira etapa de operação é apresentada na Figura 3.

Quarta etapa ($tc \leq t \leq T$) - A quarta etapa de operação ocorre quando as chaves S2 e S3 estão conduzindo e as chaves S1 e S4 estão bloqueadas. Metade da corrente que circulava no primário do indutor é assumida pelo secundário e metade ainda circula pelo primário do indutor e pelo primário do transformador, a energia é transferida para o capacitor de saída e para a carga. A tensão aplicada no primário do indutor é $(V_{in} - N \cdot V_0)/2$ e a corrente decresce linearmente. A quarta etapa de operação é apresentada na Figura 5.

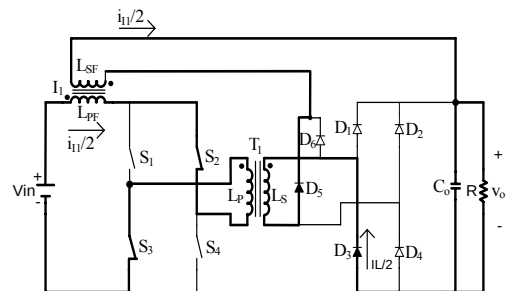


Figura 5 – Quarta etapa de operação no modo Boost.

As principais formas de onda no modo Boost são apresentadas na Figura 6. O modo de operação do conversor é semelhante ao modo do conversor Boost convencional operando em condução contínua (MCC).

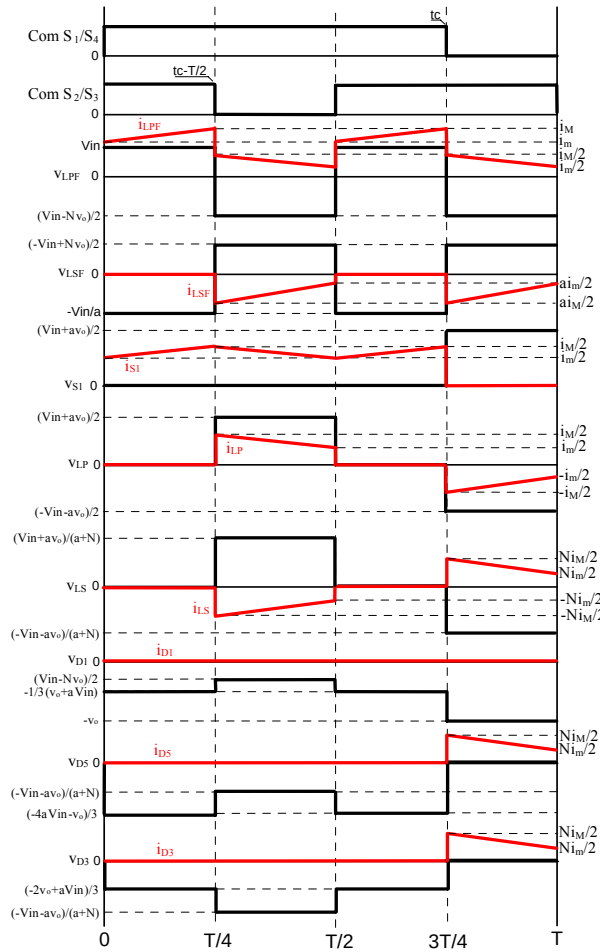


Figura 6 – Principais formas de onda no modo Boost.

O ganho estático do conversor no modo de operação boost é dado por:

$$G = \frac{V_o'}{V_{in}} = \frac{D}{1-D} \quad (1)$$

Onde:

$$V_o' = V_o \cdot N \quad (2)$$

e D é a razão cíclica.

2.2 Modo Buck

Neste modo de operação, os interruptores principais operam com uma razão cíclica entre 0 e 0,5. Neste modo não ocorre sobreposição do fechamento das chaves que estão no mesmo braço como pode ser observado na Figura 10.

Primeira etapa ($0 \leq t < t_c$) - A primeira etapa de operação ocorre quando as chaves S1 e S4 estão conduzindo e S2 e S4 estão bloqueadas. A tensão de aplicada sobre o primário do indutor é $(V_{in} - N \cdot V_o)$ e a corrente cresce linearmente, armazenando energia no indutor e transferindo energia para o capacitor de

saída e para a carga via transformador. A primeira etapa de operação é apresentada na Figura 7.

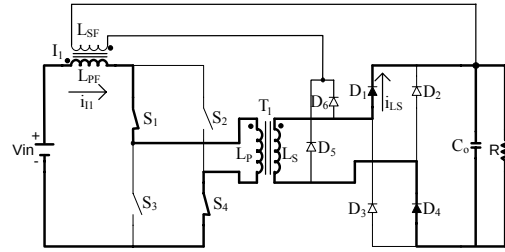


Figura 7 – Primeira etapa de operação no modo Buck.

Segunda etapa ($t_c \leq t \leq T/2$) - A segunda etapa de operação ocorre quando todas as chaves estão bloqueadas. O secundário do indutor assume toda a corrente, fornecendo energia para o capacitor de saída e para a carga. A tensão sobre o secundário do indutor é $(-V_o)$ e a corrente decresce linearmente. A segunda etapa de operação é mostrada na Figura 8.

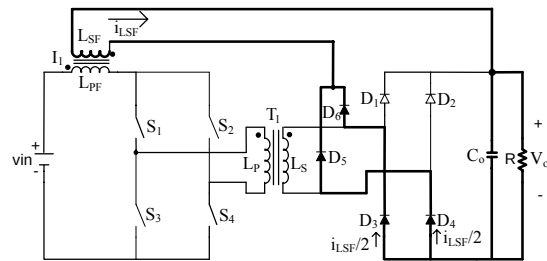


Figura 8 – Segunda e quarta etapa no modo Buck.

Terceira etapa ($T/2 \leq t \leq t_c + T/2$) - A terceira etapa de operação ocorre quando as chaves S1 e S4 estão bloqueadas e S2 e S4 estão conduzindo. A tensão de aplicada sobre o primário do indutor é $(V_{in} - N \cdot V_o)$ e a corrente cresce linearmente, armazenando energia no indutor e transferindo energia para o capacitor de saída e para a carga via transformador. A terceira etapa de operação é apresentada na Figura 9.

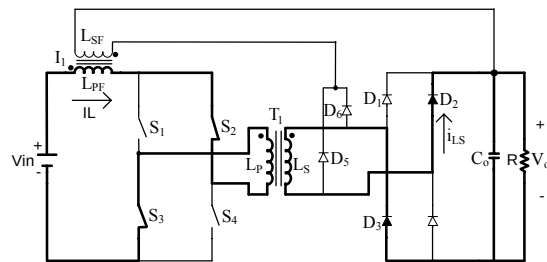


Figura 9 – Terceira etapa de operação no modo Buck.

Quarta etapa ($t_c + T/2 \leq t \leq T$) - A quarta etapa de operação é idêntica à segunda etapa. A quarta etapa de operação é apresentada na Figura 8.

As principais formas de onda no modo Buck são apresentadas na Figura 10.

O modo de operação do conversor é semelhante ao modo do conversor Buck convencional operando em condução contínua (MCC). O ganho estático do conversor no modo de operação boost é dado por:

$$G = \frac{V_o'}{V_{in}} = 2 \cdot D \quad (3)$$

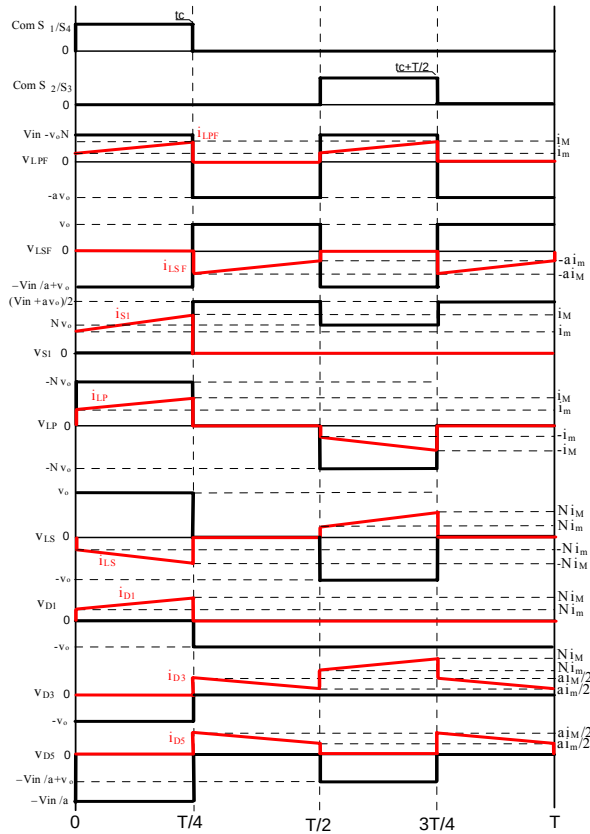


Figura 10 – Principais formas de onda no modo Buck.

Onde:

$$v_o' = v_o \cdot N \quad (4)$$

3 Transição modo boost-buck

A transição entre o modo Boost e o modo Buck ocorre na razão cíclica de 0,5. Neste ponto de operação as equações (1) e (3) possuem o mesmo valor de ganho estático, sendo assim, a transição não é um problema do ponto de vista de funcionamento do conversor. A Figura 11 apresenta o ganho estático em função da razão cíclica.

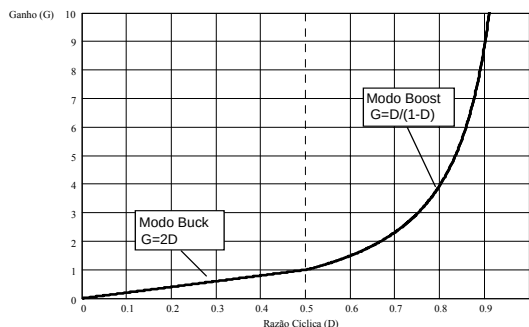


Figura 11 – Ganho estático do conversor.

A variação da razão cíclica em função do ângulo da tensão de entrada ωt no modo Boost é dada por:

$$D(\omega t) = \frac{V_o'}{V_o' + V_p \cdot \sin(\omega t)} \quad (5)$$

A variação da razão cíclica em função do ângulo da tensão de entrada ωt no modo Buck é dada por:

$$D(\omega t) = \frac{V_o'}{2 \cdot V_p \cdot \sin(\omega t)} \quad (6)$$

A Figura 12 apresenta a variação da razão cíclica em função do ângulo da tensão de entrada ωt para ambos os modos de operação.

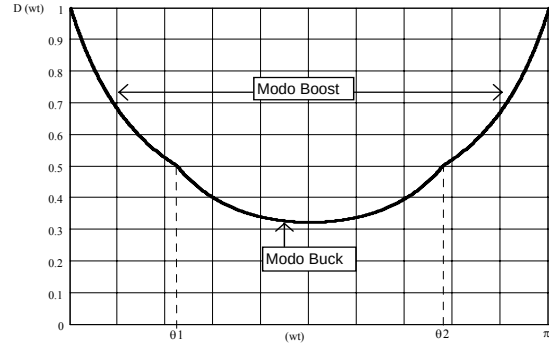


Figura 12 – Razão cíclica em função do ângulo da tensão de entrada.

4 Técnica de modulação

A modulação PWM necessária para conversor pode ser obtida através de dois sinais do tipo dente de serra defasados de 180° um do outro. Estes sinais devem ser levados às entradas não-inversoras de dois comparadores diferentes. As entradas inversoras devem receber o sinal de controle. A saída de um comparador é o comando das chaves S1 e S4 e a saída do outro comparador o comando de S2 e S3. A Figura 13 apresenta o esquema sugerido de modulação PWM.

A estratégia de controle utilizada é a de controle por valores médios instantâneos da corrente de entrada.

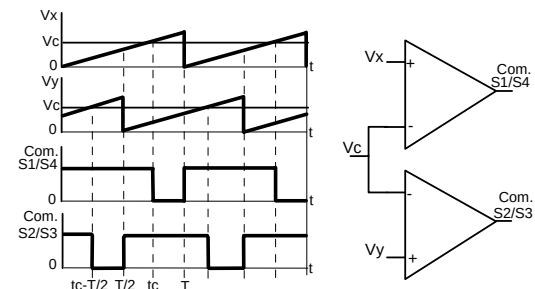


Figura 13 – Técnica de modulação PWM.

O conversor possui controle de corrente na entrada e de tensão de saída, onde a saída do controlador de tensão multiplicado por uma amostra da tensão da rede retificada serve de referência para o controlador de corrente. Desta forma o controle de corrente faz com que a corrente de entrada siga o formato da tensão e o controle de tensão faz com que a corrente que serve de referência para o controlador de corrente aumente seu valor ou diminua conforme o erro do controle de tensão, fazendo que a tensão de saída seja constante. A estratégia de controle é apresentada na Figura 14.

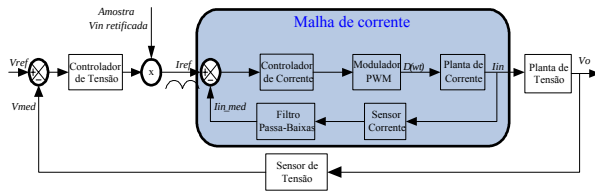


Figura 14 – Estratégia de controle.

5 Procedimento de projeto

Com os valores especificados para o conversor, é necessário encontrar o valor da indutância do indutor Flyback, a capacitância de saída e a resistência de carga.

Através da tensão aplicada sobre o indutor quando todos os interruptores estão conduzindo em função da ondulação de corrente no mesmo, encontra-se o valor da indutância para o maior valor de ondulação de corrente. Sendo assim, o valor da indutância pode ser encontrado através da equação:

$$L_{I1} = \frac{0,17 \cdot v_p \cdot T}{2 \cdot \Delta i_{LPF}} \quad (7)$$

Onde:

L_{I1} - Indutância do indutor Flyback

v_p - Tensão de pico da rede

Δi_{LPF} - Ondulação máxima da corrente no indutor

T - Período de comutação

O valor da capacitância de saída pode ser encontrado através da equação (8), conforme Souza-1998 e Raycik-2005.

$$C_o = \frac{P_o}{2 \cdot \pi \cdot f_r \cdot v_o \cdot \Delta v_o} \quad (8)$$

Onde:

C_o - Capacitância do capacitor de saída

f_r - Frequência da rede de alimentação

Δv_o - Ondulação máxima de tensão de saída

v_o - Tensão de saída

P_o - Potência de saída

6 Simulação numérica

Para verificar o princípio de operação do conversor e a estratégia de controle foi realizada uma simulação numérica com ajuda do software Pspice.

A especificação do conversor para a simulação é:

$$P_o = 3,5KW$$

$$f_r = 60Hz$$

$$v_o = 400V$$

$$f_s = 75KHz$$

$$\Delta v_o = 1\%$$

$$\Delta i_{LPF} = 10\% \cdot i_{LPFpk}$$

$$V_{in} = 311 \cdot \sin(\omega t) \text{ V} \quad \eta = 90\% \quad N=a=1$$

Substituindo os valores da especificação nas equações (7) e (8) obtiveram-se os seguintes valores:

$$L_{I1} = 3,78 \text{ mH}; \quad C_o = 2,9 \text{ mF}; \quad R = 45,7 \Omega.$$

O restante dos componentes para simulação foram componentes ideais. Como a tensão de saída é maior do que o pico da tensão de entrada então o conversor somente irá operar no modo Boost, funcionando como um circuito elevador de tensão.

A Figura 15 apresenta a corrente no primário do indutor acoplado.

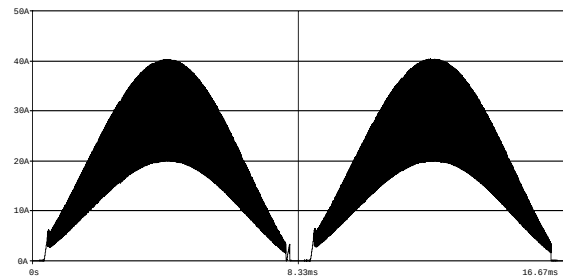


Figura 15 - Corrente no primário do indutor flyback.

Através da Figura 15 pode-se observar que a corrente no indutor acoplado possui uma grande ondulação, conforme explicado anteriormente. Para resolver este problema foi utilizado na simulação um filtro eliminar as altas frequências da corrente de entrada. Na simulação, foram utilizados um indutor de $100\mu H$ e um capacitor de $5\mu F$ como filtro.

A Figura 16 apresenta a corrente e a tensão de entrada.

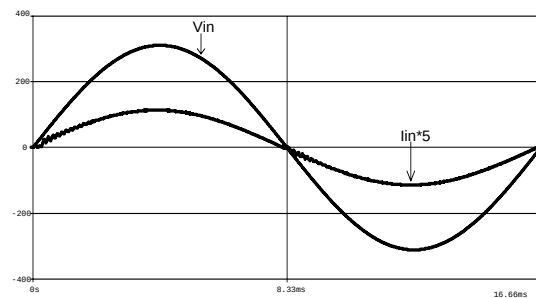


Figura 16 – Tensão de entrada corrente multiplicada por 5.

Através da Figura 16 pode-se observar que a corrente de entrada segue o formato senoidal da tensão, e devido ao filtro LC da entrada, a corrente praticamente não possui componentes de alta frequência.

A Figura 17 apresenta a potência na carga e a tensão de saída, onde se pode observar que a potência obtida foi conforme o esperado e o controle de tensão manteve a tensão em torno dos 400V esperados.

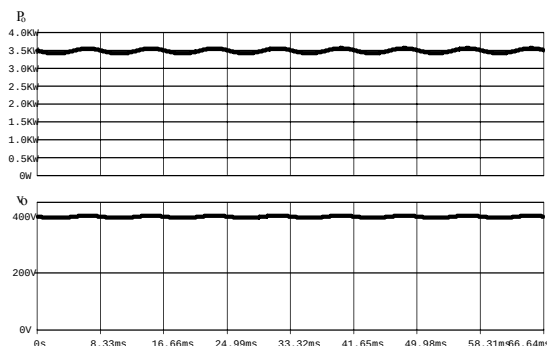


Figura 17 – Potência na carga (P_o) e tensão de saída (v_o).

Com a finalidade de apresentar o funcionamento do conversor operando nos dois modos de operação Boost e Buck, foi realizada uma simulação com as mesmas especificações de simulação citadas acima,

mas com a tensão de saída sendo de 200V, e mantendo a potência nominal.

A Figura 18 apresenta a tensão e a corrente de entrada com a simulação utilizando 200V como tensão de saída. Pode-se observar a descontinuidade da corrente quando o conversor opera no modo Buck.

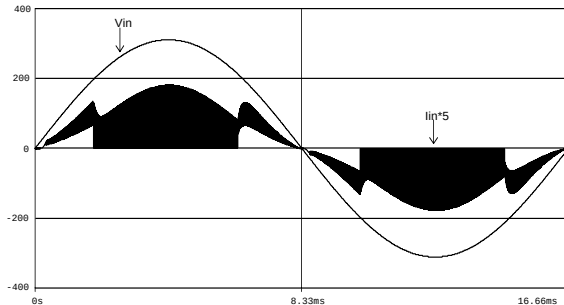


Figura 18 – Tensão de entrada (V_{in}) e corrente de entrada multiplicada por 5 ($I_{in} \cdot 5$).

A Figura 19 apresenta um comparativo do conteúdo harmônico do conversor operando somente no modo Boost (tensão de saída de 400V) e com o conversor operando nos dois modos (tensão de saída de 200V).

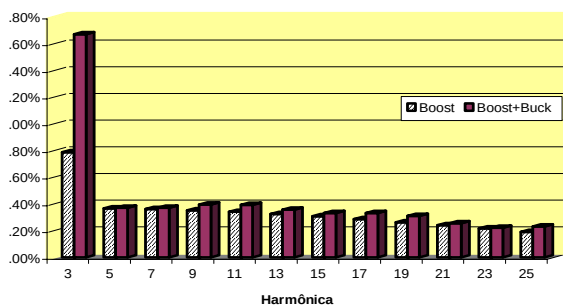


Figura 19 – Comparativo de conteúdo harmônico.

A distorção harmônica obtida para o conversor operando somente no modo Boost foi de 1,56% e operando no modo Boost+Buck foi de 2,24% resultando em ambos os casos um fator de potência de 0,99. Nenhum valor de harmônica ultrapassou os limites recomendados pela norma IEC61000-3-4, bem como a THD.

7 Resultados experimentais

Foram obtidos alguns resultados experimentais preliminares do conversor operando como conversor CC-CC em malha aberta, com o intuito de analisar o funcionamento da topologia em questão.

A Figura 22 apresenta um diagrama esquemático do conversor implementado.

Os resultados foram obtidos através de um osciloscópio digital modelo TPS2024 da marca Tektronix®. As formas de ondas dos resultados experimentais foram obtidas através de um arquivo, onde contém os pontos relativos às formas de onda em questão, gerada pelo osciloscópio. Os pontos obtidos foram exportados para o *software* MatLab® e então geradas as figuras.

Os valores dos parâmetros e dispositivos empregados no protótipo são apresentados a seguir:

- $N=a=1$;
- $V_{in}=300V_{dc}$;
- S_1, S_2, S_3, S_4 – IRGP50b60pd;
- $D_1, D_2, D_3, D_4, D_5, D_6$ – HFA16TB120;
- C_o – 2,9mF eletrolítico;
- L_f – 100μH, indutor toroidal, 32 espiras;
- C_f – 5μF, polipropileno;
- Indutor Flyback – relação 1:1, 16 espiras, núcleo E-65/91;
- Transformador – relação 1:1, 10 espiras, núcleo E-65/91;
- D_{snu1} a D_{snu6} e D_{und1} a D_{und4} – MUR4100;
- C_{und1}, C_{und2} – 4,7nF, polipropileno;
- R_{snu3} a R_{snu6} – 90KΩ/3W;
- R_{snu1}, R_{snu2} – 156KΩ/3W;
- C_{gramp} – 73 μF, eletrolítico;
- R_{gramp} – 3,3KΩ/600W;

A modulação PWM foi obtida através de um DSP, modelo TMS320L2812 da Texas Instruments®. Foram utilizados circuitos de drivers para os interruptores modelo SKHI20OPA da Semikron®. Utilizou-se uma placa de interface para adequação do sinal PWM do DSP para os drivers.

A figura 20 apresenta a tensão de entrada e de saída para o modo Buck.

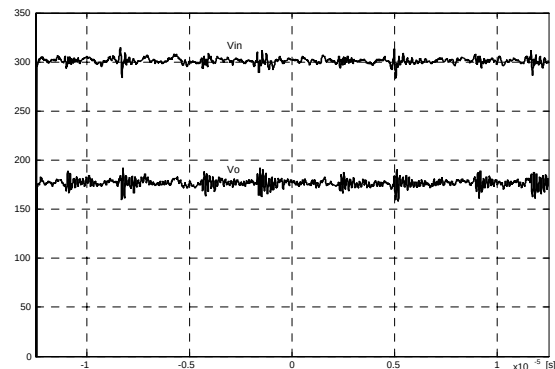


Figura 20 – Tensão de entrada e tensão de saída (V) no modo Buck.

A figura 21 apresenta a tensão na chave S3 e a corrente no primário do indutor acoplado.

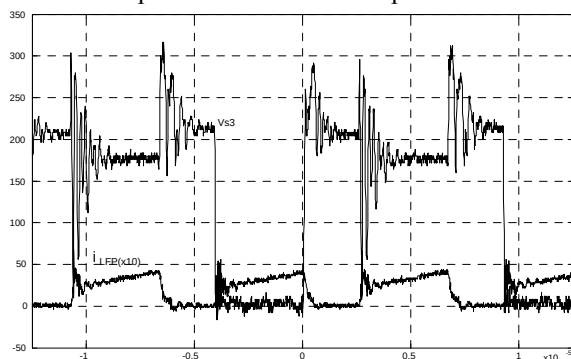


Figura 21 – Tensão na chave S3 e corrente no primário do indutor acoplado multiplicada por 10 no modo Buck.

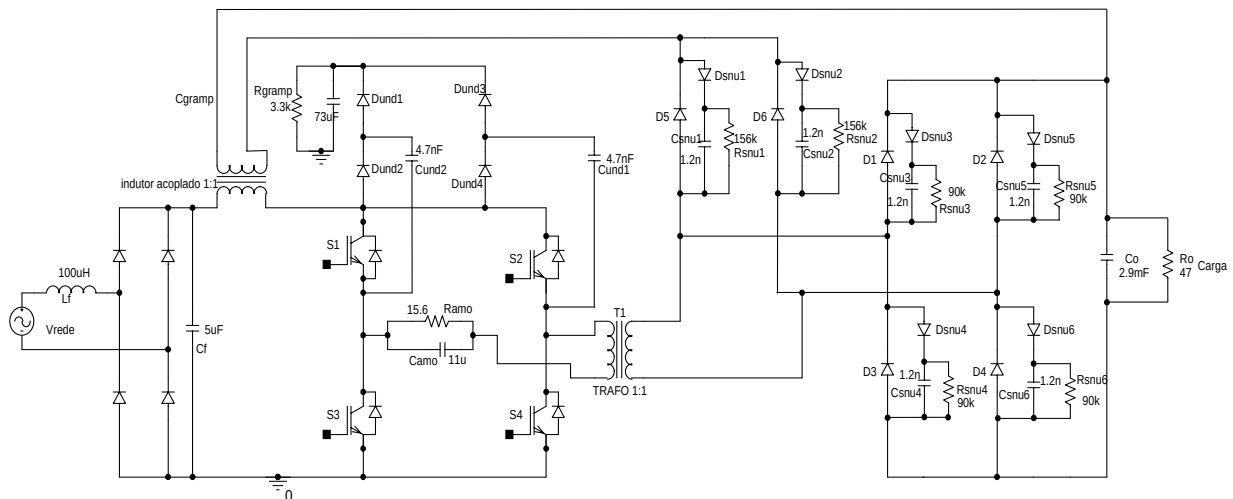


Figura 22 – Esquemático do conversor implementado.

A figura 23 apresenta a tensão de entrada e de saída para o modo Boost.

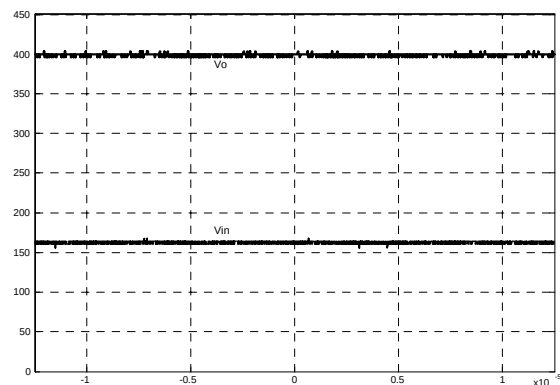


Figura 23 – Tensão de entrada e tensão de saída no modo Boost.

A figura 24 apresenta a tensão na chave S1 e a corrente no primário do indutor acoplado.

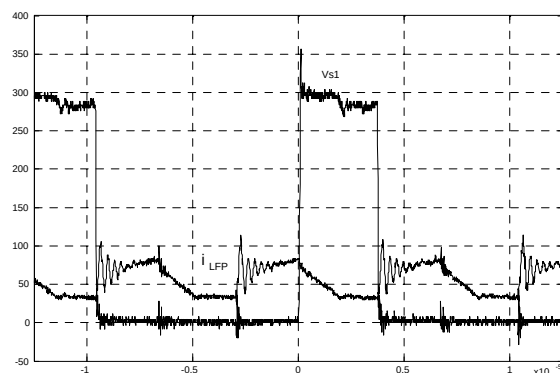


Figura 24 – Tensão na chave S1 e corrente no primário do indutor acoplado multiplicada por 100 no modo Boost.

8 Conclusão

A partir das análises realizadas sobre o funcionamento do conversor e dos resultados obtidos em simulação pode-se dizer que o conversor atende os critérios propostos, que são: alto fator de potência, isolamento

galvânica, um único estágio de processamento de energia, componentes magnéticos operando em alta frequência, controle de tensão de saída, níveis baixos de corrente de entrada na partida do conversor (corrente *Inrush*), pode trabalhar como elevador ou abaixador de tensão, nível de tensão nos interruptores principais 41% menor do que uma estrutura com *Push-Pull*.

No que diz respeito à técnica de controle utilizada, o controle por valores médios instantâneos se mostrou eficiente para esta estrutura, o que é uma vantagem por ser uma técnica bem conhecida e amplamente utilizada em conversores Boost para correção de fator de potência.

Os resultados experimentais preliminares obtidos estão dentro do esperado no que diz respeito ao funcionamento da topologia.

A dificuldade encontrada até este momento diz respeito ao problema de dispersão dos componentes magnéticos, que obrigam a utilização de circuitos grampeadores de tensão para limitar a sobretensão nos semicondutores.

O conversor ainda está em fase de implementação, onde está sendo feito o controle em malha fechada a fim de realizar a correção do fator de potência e controlar a tensão de saída. Os resultados obtidos serão apresentados posteriormente em um novo artigo.

Referências Bibliográficas

- Bascope, Grover V.T. (1996). Conversor flyback push-pull alimentado em corrente com correção de fator de potência. *Seminário interno de eletrônica de potência INEP-UFSC*.
- SOUZA, Alexandre F. (1998). Retificadores Monofásicos de Alto Fator de Potência com Reduzidas Perdas de Condução e Comutação Suave. pg. 181 *Tese. (Doutorado em Engenharia Elétrica)* – Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis.
- BARBI, I.; DE SOUZA, A. F. (1999). Apostila: “Correção do Fator de Potência de Fontes de Alimentação”. BARBI, I.; DE SOUZA, A. F.; Edição Interna, INEP-UFSC.

- Moschopoulos, G.; Huang, W. (2004). A ZVS current-fed AC-DC PWM full bridge converter. *Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering*, 2-5 May 2004 pp:579 - 582 Vol.1
- Watson, R.; Lee, F.C. (1996). A soft-switched, full-bridge boost converter employing an active-clamp circuit. *27th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. PESC '96 Record., Volume 2*, 23-27 June 1996 Page(s):1948 - 1954 vol.2
- En-Sung Park; Sung Jin Choi; Lee, J.M.; Cho, B.H. (2004). A soft-switching active-clamp scheme for isolated full-bridge boost converter; *Nineteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC '04. Volume 2*, Page(s):1067 - 1070 vol.2.
- Yakushev, V.; Meleshin, V.; Fraidlin, S. (199). Full-bridge isolated current fed converter with active clamp; *Fourteenth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1999. APEC '99. Volume 1*, 14-18 March 1999 Page(s):560 - 566 vol.1.
- Greff, D.S.; Barbi, I. (2006). Three-Phase PWM Buck Rectifier with High-Frequency Isolation; *VII International Conference on Industrial Applications, INDUSCON 2006 – Recife*
- Song, W.; Lehman, B. (2004). A new isolated current-fed PWM DC-DC Converter with small inductance and no deadtime operation; *Nineteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. APEC '04. Volume 3*, Page(s):1429 - 1435 Vol.3.
- Liu, K. H.; Lin, Y. L. (1989). Current waveform distortion in power correction circuits employing discontinuous mode boost converters; *PESC Records, 1989*, pp. 825-829.
- SOUZA, Alexandre F. (1998). Retificadores Monofásicos de Alto Fator de Potência com Reduzidas Perdas de Condução e Comutação Suave. pg. 181 Tese. (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis.
- RAYCIK, Julio C. (2005). Projeto de um retificador de corrente reversível com alto fator de potência e controle digital implementado em DSP. pg. 134 Tese. (Mestrado em automação industrial) – Universidade do Estado de Santa Catarina – UDESC.
- IEC61000-3-4 (1998). Limitation of emission of harmonic currents in low-voltage power supply systems for equipment with rated current greater than 16A.