ANÁLISE DE PERDAS EM CONVERSOR MATRICIAL DIRETO

Fábio C. Posser, Sérgio Vidal Garcia Oliveira

Universidade do Estado de Santa Catarina – UDESC – Joinville, SC – Brazil

fabiocposser@gmail.com

*Resumo –* Este artigo apresenta o estudo de caso do cálculo de perdas em um conversor matricial convencional (configuração direta), utilizando chaves de Silicon Carbide, com o objetivo de realizar o dimensionamento adequado do dissipador do conversor afim de obter o menor volume. Uma breve análise sobre o conversor matricial direto será apresentada e através de equações e simulações térmicas os resultados serão apresentados e analisados.

*Palavras-chave –* Conversor matricial direto, cálculo de perdas.

# INTRODUção

Conversor matricial é uma topologia de conversor AC-AC bi-direcional, que gera tensão e frequência variável em sua saída a partir de uma fonte AC sem utilizando link DC para armazenar energia. A Fig. 1

Desde o surgimento das pesquisas sobre conversores matriciais, vários pontos foram abordados, como modulação, topologias, diferentes comutações, porém um dos pontos principais no desenvolvimento de um conversor em eletrônica de potência foi pouco abordado, o cálculo de perdas nos semicondutores através de uma forma analítica.

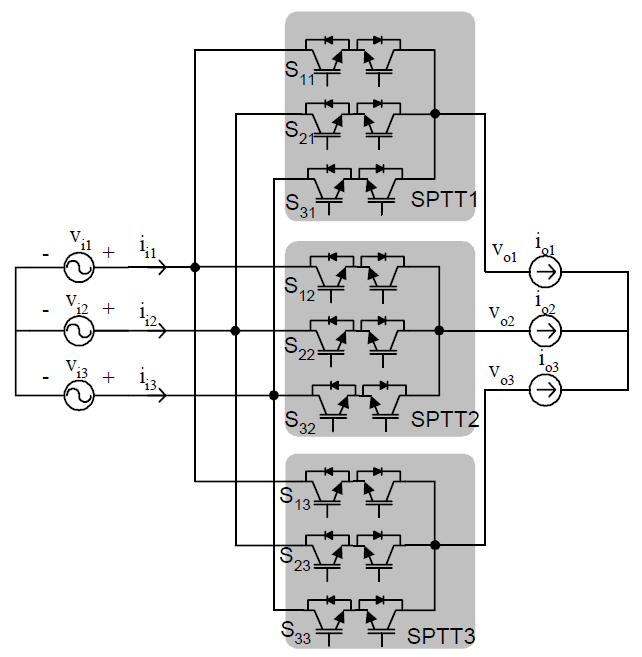


Fig. 1 - Estrutura básica do conversor matricial direto.

não utiliza utilizando ponte de diodos retificadores e filtro capacitivo são conversores de baixo custo e robustos, porém apresentam elevado conteúdo harmônico na corrente de entrada e baixo fator de potência.

Para amenizar este problema, são utilizados circuitos ativos ou passivos para correção do fator de potência. Normalmente circuitos ativos, como fontes chaveadas, são mais eficientes, leves, e com componentes de menor custo que circuitos passivos, apesar da maior complexidade de implementação.

O conversor Boost, operando no modo de condução contínuo (MCC) ou descontínuo (MCD), é a topologia mais utilizada para correção do fator de potência devido ao interruptor principal processar apenas uma parte da potência de saída, reduzindo as perdas, consequentemente elevando o rendimento do conversor [1].

Para atingir o fator de potência unitário, a corrente de entrada deve seguir o mesmo formato da tensão da rede. Isto ocorre naturalmente utilizado o conversor Boost operando em MCD com uma malha fechada de corrente. Porém requer o monitoramento da corrente no indutor através de um sensor, elevando o custo do conversor, e um complexo circuito de controle quando comparado ao conversor operando em MCD.

O conversor Boost operando em MCC necessita de um circuito de controle mais simples, não é necessário medir a corrente do indutor, possui comutação suave no interruptor principal e o tempo de recuperação reversa no diodo Boost não é relevante. Porém o formato da corrente de entrada do conversor depende do tempo de descarga da energia armazenada no indutor quando o interruptor é aberto. E este tempo está relacionado ao valor instantâneo da tensão da rede e da tensão de saída do conversor, variando periodicamente e deformando a corrente de entrada inserindo harmônicas de baixa ordem.

Este problema pode ser solucionado injetando sinais no circuito de controle com o objetivo de modular o ciclo ativo, realizando a compensação dos harmônicos de baixa ordem e elevando o fator de potência.

O objetivo deste artigo será realizar uma breve análise sobre o conversor Boost operando em MCD, e a comparação entre os métodos [2], [3] e [4], considerados de simples implementação, descritos na literatura para compensação dos harmônicos de baixa ordem. E realizar a simulação do conversor para validar os métodos e comprovar a eficácia na redução da taxa de distorção harmônica (THD).

O conversor Boost MCD possui dois métodos de controle da tensão de saída, popularmente chamados de “frequência de chaveamento constante” e “frequência de chaveamento variável”.

Neste trabalho não serão analisados métodos que utilizam frequência de chaveamento variável. Dentre as desvantagens destes métodos estão a redução da eficiência do conversor, maior complexidade no projeto do indutor e circuito de controle, dificuldade no projeto do filtro de EMI e também podemos citar que o THD aumenta conforme a frequência diminui, especialmente para conversores com ganho elevados [5].

# Análise da corrente de entrada do conversor boost

O circuito da Fig. 1 apresenta o conversor Boost, onde, Vs representa a tensão da rede que é retificada por uma ponte completa de diodos, EMI Filter é utilizado para filtrar as componentes de elevada ordem na corrente de entrada, L é o indutor Boost, Do o diodo Boost, Co o capacitor de filtro da tensão de saída, RL a carga do conversor e S o interruptor principal que é comutado em alta frequência e regula a tensão de saída do conversor conforme variações no valor da ação de controle Vc, modificando o ciclo ativo do interruptor S.

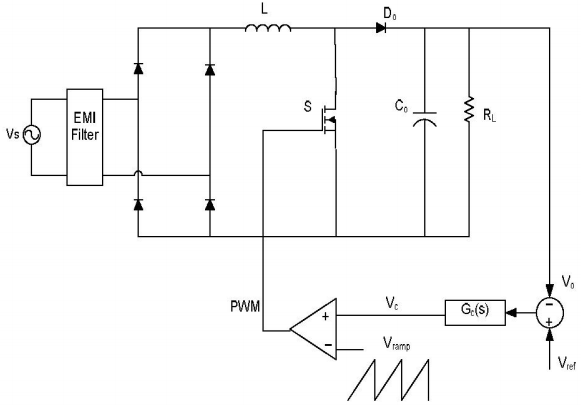


Fig. 3. Circuito elétrico do conversor Boost.

A Fig. 2 apresenta a corrente de entrada do conversor normalizada, para meio ciclo de rede. Podemos observar que o formato da corrente, depende diretamente da relação entre a tensão de entrada e saída [6]. Considerando:

 (1)

Onde:

*M* - Relação entre tensão da entrada e saída do conversor.

*Vo* - Tensão de saída do conversor.

*Vp* - Tensão de pico da rede.

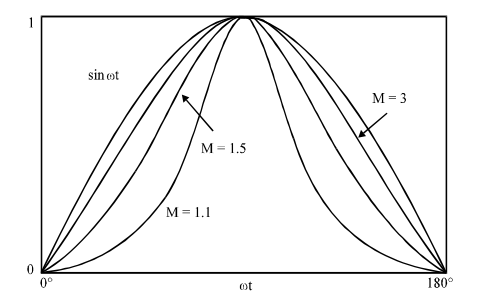


Fig. 4 Corrente de entrada normalizada em meio ciclo de rede.

A corrente de entrada apresenta menor conteúdo harmônico quando *M* tende a infinito. Porém isto significa que a tensão de saída do conversor será elevada em relação a tensão de entrada, o que certamente apresentará maiores esforços de corrente e tensão nos semicondutores, aumentado as perdas no conversor, que é um dos fatores limitantes do conversor Boost operando em MCD.

A Fig. 3 apresenta a forma de onda da corrente no indutor L, ou seja, a corrente drenada da rede, e no diodo Do em de um período de comutação. Através desta ilustração podemos equacionar o valor da corrente da rede.

 (2)

 (3)

 (4)

Onde:

*Ig* - Corrente da rede.

*Ipk* - Corrente de pico no indutor.

*Ts* - Período de comutação.

*D* - Ciclo ativo.

*D2* - Ciclo de descarga da energia do indutor.

*Vg* - Tensão instantânea da rede.

*L* - Indutância do indutor Boost.

O primeiro termo da equação apresenta apenas valores constantes em regime, multiplicando o valor da tensão da rede, desta forma tornando a corrente de entrada com o mesmo formato da tensão da rede. Este termo é o mesmo encontrado na equação da corrente de entrada do conversor Buck-boost MCD [7], o que o torna um conversor “*Power Factor Corrector*” (PFC) sem necessidade de métodos adicionais. Porém, o segundo termo da equação possui a variável D2, que altera de valor a cada período de comutação. Analisando o conversor considerando Vg uma fonte CC, podemos facilmente equacionar o valor de D2.

 (5)

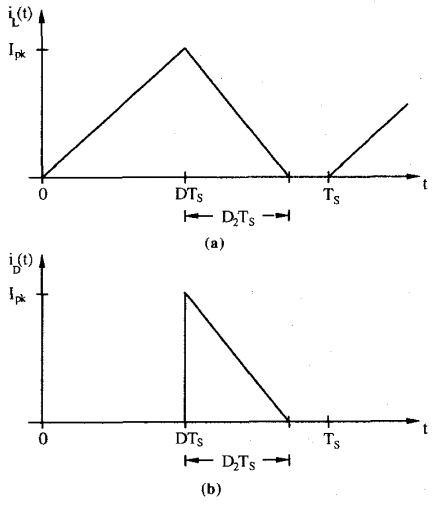


Fig. 5 Forma de onda da corrente, (a) no indutor L e (b) no diodo Do.

Para contornar este problema, algumas soluções estão presentas na literatura.

## Método I

Em [2] é apresentado uma solução e o equacionamento que torna a multiplicação de D por D2 no segundo termo da (4) constante, tornando a corrente no indutor mais próximo da tensão da rede. Modulando o ciclo ativo na saída do controlador da seguinte maneira:

 (6)

Onde:

*Vc*- Ação de controle.

## Método II

Em [3] é utilizado uma técnica para rastreamento da corrente média do indutor, de maneira que o formato da corrente siga a tensão da rede retificada.

 (7)

 (8)

Onde:

*iL(av)* - Corrente média no indutor Boost.

Neste método podemos observar o valor da indutância L no cálculo do ciclo ativo, este valor deve ser definido pelo projetista e está sujeito a erro, como por exemplo, variações na fabricação do indutor ou na temperatura de trabalho do conversor, o que pode levar o conversor a impor uma corrente diferente da desejada.

## Método III

Em [4] é apresentado outra maneira de calcular o ciclo ativo, inserindo uma componente de segunda ordem defasada em 90 graus da tensão da rede.

 (6)

Onde  e  são constantes que devem ser definidos pelo projetista através de simulação ou ensaios práticos para obter o menor valor do THD. Segundo [4], o valor de  deve ser menor que o valor de  para conseguir um bom resultado na redução do THD.

# RESULTADOS

Utilizando o software PSIM®, foram realizadas as simulações dos três métodos descritos e utilizando ciclo ativo sem modulação adicional. Uma análise a respeito de variações de carga e tensão de entrada também será apresentada na Tabela I.

Os parâmetros do conversor simulados foram:













As figuras a seguir apresentam os resultados obtidos.



Fig. 6 Corrente de entrada com carga nominal sem modulação adicional.



Fig. 7 Corrente de entrada com carga nominal e Método I.



Fig. 8 Corrente de entrada com carga nominal e Método II.



Fig. 9 Corrente de entrada com carga nominal e Método III.

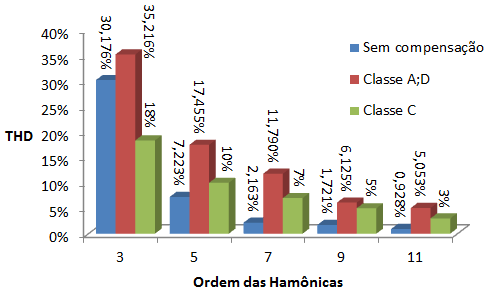


Fig. 10 Espectro harmônico da corrente de entrada com carga nominal comparado a norma IEC 61000-3-2 sem utilizar compensação de harmônicos.

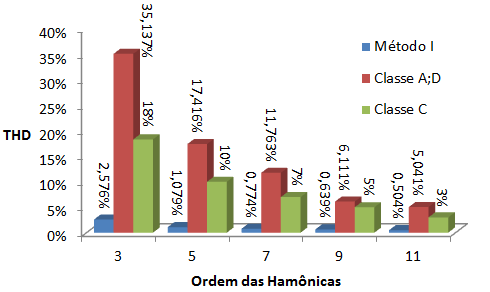


Fig. 11 Espectro harmônico da corrente de entrada com carga nominal comparado a norma IEC 61000-3-2 utilizando o Método I.

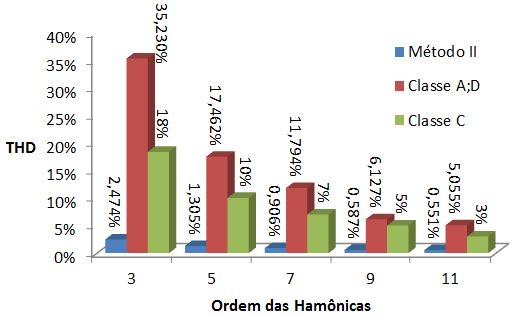


Fig. 12 Espectro harmônico da corrente de entrada com carga nominal comparado a norma IEC 61000-3-2 utilizando o Método II.

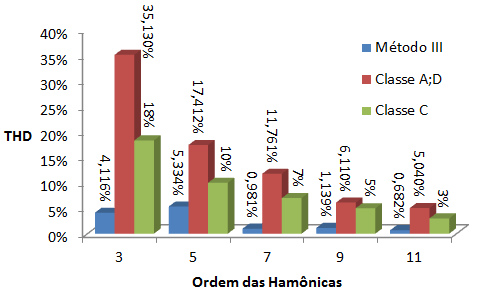


Fig. 13 Espectro harmônico da corrente de entrada com carga nominal comparado a norma IEC 61000-3-2 utilizando o Método III.

TABELA I

Resultados de simulação

|  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- |
| **Método** | **-** | **I** | **II** | **III** |
| Fator de Potência | 0,9512 | 0,9964 | 0,9965 | 0,9942 |
| ∆Vo (%) | 3,29 | 2,51 | 2,51 | 2,42 |
| THD (%) | 31,4 | 4,02 | 3,98 | 7,25 |
| THD com incremento de 50% da carga | 30,97 | 3,67 | 2,21 | 8,77 |
| THD com descremento de 50% da carga | 32,74 | 9,08 | 9,11 | 17,70 |
| THD com Vg = 240Vrms | 39,78 | 5,14 | 5,10 | 10,13 |
| THD com Vg = 90Vrms | 6,38 | 1,07 | 1,09 | 3,46 |

# Conclusão

Este artigo apresentou uma breve revisão sobre o conversor Boost operando no modo descontínuo e três métodos descritos na literatura para reduzir a taxa de distorção harmônica da corrente de entrada.

Com base nos resultados de simulação encontrados e analisando a Tabela I, podemos concluir que todos os métodos apresentaram uma significativa redução no THD e aumento no fator de potência quando comparados a utilização do ciclo ativo sem modulação adicional. Nos três métodos a corrente de entrada passa a atende as normas da IEC 61000-3-2 para classe A, C e D.

O Método I se destaca entre os demais devido a simplicidade de implementação e qualidade dos resultados. Este método não necessita de interferência do projetista para determinar parâmetros na equação da modulação do ciclo ativo, o que o torna mais atraente para produção em escala industrial.

Referências

1. O. Gracia, J. A. Cobos, R. Prieto, and J. Uceda, “Single-phase power factor correction: a survey”. IEEE Trans. Power Electron., Vol. 18, no. 3, pp. 749-755, 2003.
2. J. Lazar and S. Cuk, “Open loop control of a unity power factor, discontinuous conduction mode boost rectifier”. In Proc. IEEE INTELEC’1995, pp. 671-677, Oct. 29 1995-Nov. 1 1995.
3. M. Ferdowsi, A. Emadi, "Estimative current mode control technique for DC-DC converters operating in discontinuous conduction mode," Power Electronics Letters, IEEE , vol.2, no.1, pp.20,23, March 2004.
4. Athab, H.S., "Single-phase single-switch boost PFC regulator with low total harmonic distortion and feedforward input voltage," Power and Energy Conference, 2008. PECon 2008. IEEE 2nd International, vol., no., pp.1118,1123, 1-3 Dec. 2008.
5. D. Weng, S. Yuvarajan, "Constant-switching-frequency AC-DC converter using second-harmonic-injected PWM", IEEE Transactions on Power Electronics, vol.11, no.1, pp.115,121, Jan 1996.
6. Liu, K.-H.; Lin, Y.-L., "Current waveform distortion in power factor correction circuits employing discontinuous-mode boost converters," Power Electronics Specialists Conference, 1989. PESC '89 Record., 20th Annual IEEE , vol., no., pp.825,829 vol.2, 26-29 Jun 1989.
7. Z. Fei; X. Jianping; Y. Ping; C. Zhangyong, "Single-phase two-switch PCCM buck-boost PFC converter with fast dynamic response for universal input voltage," Power Electronics and ECCE Asia (ICPE & ECCE), 2011 IEEE 8th International Conference on , vol., no., pp.205,209, May 30 2011-June 3 2011.