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), com o objetivo de realizar o dimensionamento adequado do dissipador do conversor afim de obter o menor volume. Uma breve análise sobre perdas em semicondutores será apresentada, após, o equacionamento proposto em [1] e o estudo de caso de um conversor matricial direto.

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

# INTRODUção

Conversor matricial é uma topologia de conversor AC-AC, bidirecional, com fator de potência unitário, que gera tensão e frequência variável em sua saída a partir de uma fonte AC sem a utilização do link DC para armazenar energia. A Fig. 1 apresenta a estrutura básica do conversor.

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 estático em eletrônica de potência foi pouco abordado na literatura, o cálculo de perdas nos semicondutores através de uma forma analítica.

Desta maneira, este trabalho tem como objetivo apresentar uma revisão da proposta apresentada em [1] para o cálculo de perdas em conversor matricial direto, e o estudo de caso de um conversor matricial direto, com simulações térmicas para determinar o dimensional do dissipador a ser utilizado.

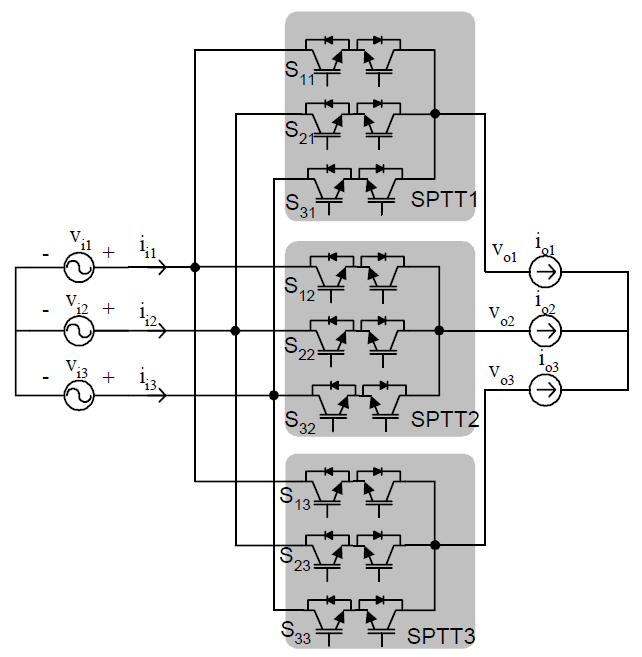


Fig. 1 - Estrutura básica do conversor matricial direto.

# Perdas em semicondutores

Um semicondutor em um conversor estático pode ser caracterizado por 3 estados básicos: condução, bloqueio e comutação. Podemos modelar a perda nestes estados através da tensão e corrente no semicondutor.

Considerando a utilização de IGBT’s, podemos equacionar a perda em condução através da queda de tensão no IGBT e no diodo em função da corrente:

(1)

(1)

Onde:

– Queda de tensão através do IGBT.

– Corrente no IGBT.

– Resistência incremental do IGBT.

– Queda de tensão através do diodo.

– Corrente no diodo.

– Resistência incremental do diodo.

As perdas de comutação estão associadas a energia necessária para entrar em condução e sair de condução, normalmente sendo proporcional a tensão de bloqueio no semicondutor e a corrente instantânea.

(1)

Onde:

– É a energia de comutação necessária ao semicondutor quando imposto sobre uma tensão de bloqueio e corrente instantânea .

Normalmente as perdas no estado de bloqueio são desprezadas devido ao valor quando comparada a perdas de condução ou comutação, por isto não serão abordadas nesta análise.

# Perdas no conversor matricial direto

Podemos equacionar a tensão de entrada e corrente de saída do conversor matricial direto como:

(1)

(1)

Onde:

– Ângulo da tensão de entrada.

– Ângulo da corrente de saída.

Dividindo o conversor matricial em 3 células conforme mostra a Fig. 1, podemos concluir que a corrente de saída estará sempre fluindo através de 1 IGBT e 1 diodo de cada célula do conversor. Desta maneira, calculando a perda de condução durante ¼ do período e multiplicando por 3, podemos encontrar as perdas totais:

(1)

(1)

Com base no apresentado em [1]Um semicondutor em um conversor estático pode ser caracterizado em 3 estados, condução, bloqueio e comutação. Normalmente as perdas no estado de bloqueio são desprezadas devido ao valor quando comparada a perdas de condução ou comutação. Estas perdas podem ser modeladas através da tensão e corrente no semicondutor.

pode ser caracterizado por 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.

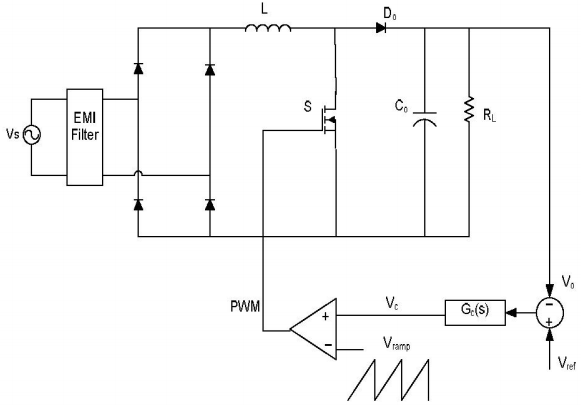


Fig. 3. Circuito elétrico do conversor Boost.

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.

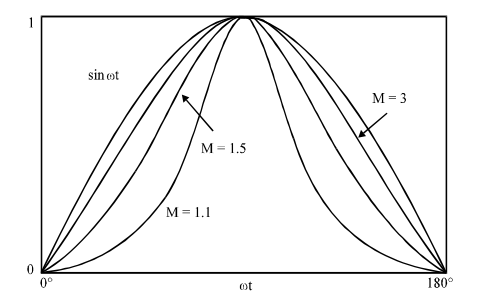


Fig. 4 Corrente de entrada normalizada em meio ciclo de rede.

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)

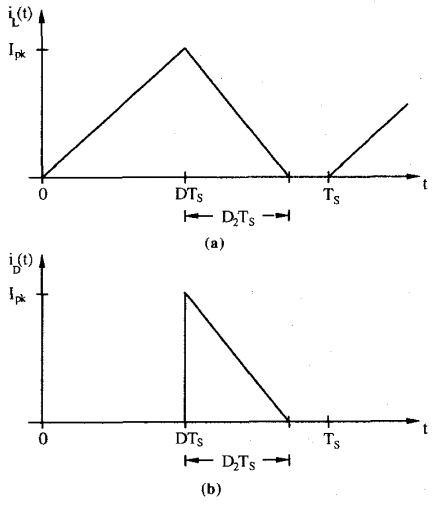


Fig. 5 Forma de onda da corrente, (a) no indutor L e (b) no diodo Do.

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.

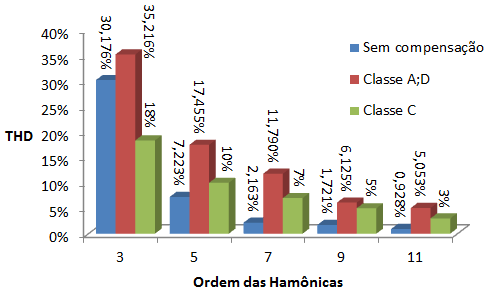


Fig. 10 Espectro harmônico da corrente de entrada com carga nominal comparado a norma IEC 61000-3-2 sem utilizar compensação de harmônicos.

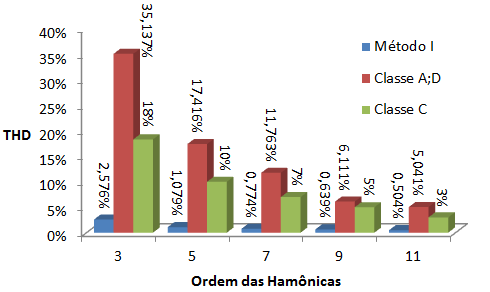


Fig. 11 Espectro harmônico da corrente de entrada com carga nominal comparado a norma IEC 61000-3-2 utilizando o Método I.

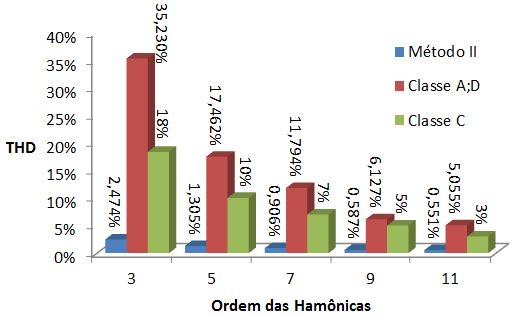


Fig. 12 Espectro harmônico da corrente de entrada com carga nominal comparado a norma IEC 61000-3-2 utilizando o Método II.

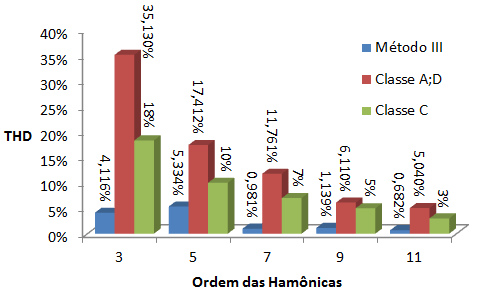


Fig. 13 Espectro harmônico da corrente de entrada com carga nominal comparado a norma IEC 61000-3-2 utilizando o Método III.

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. Wang, B.; Venkataramanan, G., "Analytical Modeling of Semiconductor Losses in Matrix Converters," in Power Electronics and Motion Control Conference, 2006. IPEMC 2006.