

## COMPARAÇÃO DE DUAS ESTRATÉGIAS DE MODULAÇÃO PARA INVERSOR INTERLEAVED APLICADO A SISTEMA COMPACTO DE GERAÇÃO PV

Jordan Pauleski Zucuni<sup>1\*</sup>, Humberto Pinheiro<sup>2</sup>, Jorge Rodrigo Massing<sup>3</sup>

1. Estudante de IC – Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Maria - UFSM
2. DPEE/UFMS – Departamento de Processamento de Energia Elétrica/Orientador
3. DESP/UFMS – Departamento de Eletromecânica e Sistemas de Potência/Coorientador

### Resumo:

Este artigo descreve uma metodologia de projeto para inversores *interleaved* utilizados em sistemas de geração solar conectados à rede elétrica. Para descrever a metodologia proposta, um inversor monofásico ponte completa *interleaved* de 3 kW é considerado. As perdas nos interruptores são calculadas em detalhes, ou seja, perdas em condução e comutação, bem como as perdas nos magnéticos (perdas no cobre e no núcleo) em função da ondulação de corrente (consequentemente, em função da escolha do indutor acoplado dos braços – figura 3). Ainda, são consideradas duas modulações PWM que se diferenciam pela defasagem entre as portadoras. Adicionalmente, diferentes elementos semicondutores e magnéticos são considerados, objetivando, além de avaliar as modulações no que concerne à eficiência, também definir uma metodologia para a seleção das chaves semicondutoras e dos materiais magnéticos a serem empregados no inversor, visando maior eficiência e menor volume.

**Palavras-chave:** Inversor; Eficiência; Modulação.

**Apoio financeiro:** CNPq [460931/2014-8]

**Trabalho selecionado para a JNIC pela instituição:** UFSM.

### Introdução:

A geração elétrica por meio de energias renováveis vem ganhando cada vez mais atenção, tendo a geração distribuída como um de seus expoentes. Neste contexto, encontram-se os sistemas fotovoltaicos, os quais dependem de conversores estáticos para a conexão dos painéis solares com a rede.

Quanto aos conversores, esses abrem frentes de estudos, onde se busca eficiência e redução de volume, tendo o custo associado um peso significativo na escolha do projeto. No entanto, a avaliação dos conversores de

potência sob esses aspectos se torna complexa em função do grande número de variáveis interconectadas, fazendo com que a escolha e otimização de uma topologia e seu projeto sejam uma tarefa não trivial.

Dessa forma, este trabalho fornece uma metodologia para o computo de perdas elétricas e magnéticas relacionadas às chaves e indutores de um conversor estático, aplicando-a a comparação entre duas formas de modulação *phase shift* – a qual é uma das técnicas mais comuns de modulação envolvendo portadoras triangulares (Avila *et al.*, 2012) – para o caso de um inversor ponte completa *interleaved*. De forma específica, observa-se como as perdas se dão com a ondulação de corrente (consequentemente, com a variação dos indutores acoplados entre os braços) para os dois casos diferentes de modulação, levando em consideração a tecnologia de semicondutor, materiais magnéticos e seus volumes associados.

### Metodologia:

O trabalho pode ser dividido em duas partes: computo de perdas nas chaves e nos magnéticos (observado o volume que esses ocupam). Quanto às chaves, as perdas se dividem em condução e comutação. A potência dissipada em condução é obtida pelo valor da resistência em condução multiplicada pelo quadrado da corrente eficaz que passa pelo interruptor, no caso MOSFETs. Já as perdas em comutação requerem o conhecimento das energias de comutação das chaves semicondutoras.

Para tanto, os modelos SPICE de cinco chaves disponibilizados pelos fabricantes foram utilizados, realizando a simulação de um braço de inversor mostrado na figura 1, obtendo as energias de comutação em função da corrente, como mostra a figura 2.

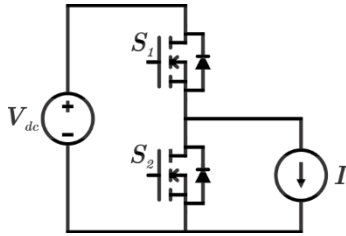


Figura 1 – Circuito realizado em simulação SPICE para o levantamento das curvas de energia de comutação em função da corrente.

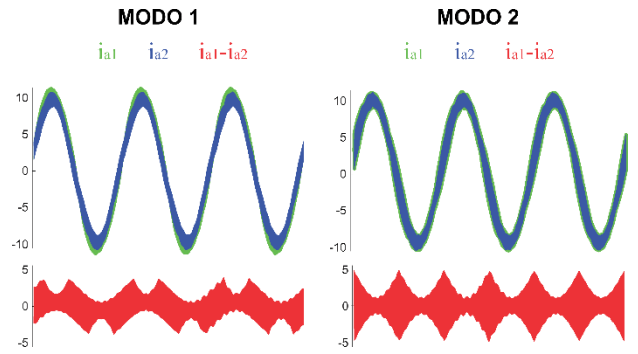


Figura 4 – Correntes em cada braço *interleaved* ( $i_{a1}$  e  $i_{a2}$ ) e as respectivas correntes circulantes ( $i_{a1} - i_{a2}$ ).

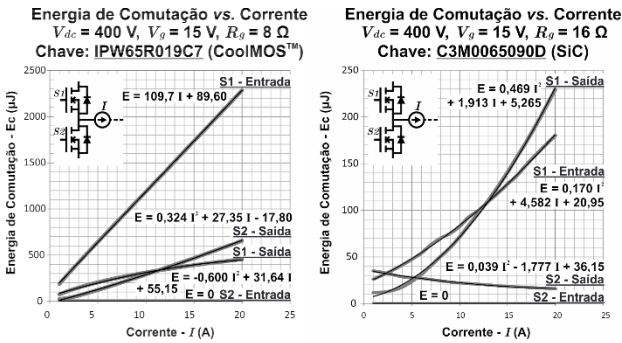
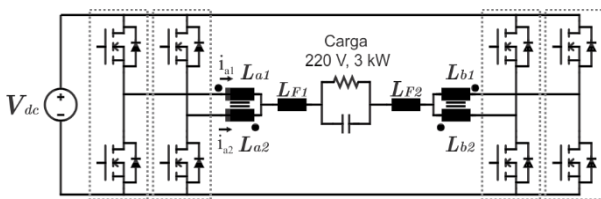


Figura 2 – Curvas ajustadas das energias de comutação em função da corrente.

Uma vez com as referidas curvas levantadas e ajustadas, partiu-se para a simulação do inversor ponte completa *interleaved*, verificando-se como as perdas nos interruptores evoluíam com a ondulação de corrente (consequentemente, em função do valor das indutâncias acopladas entre os braços) para os dois modos de defasagens das portadoras (MODO 1 e MODO 2 da figura 3), realizando o computo das perdas nos semicondutores com os valores instantâneos das correntes que passavam pelas chaves.



MODO 1: 0° 180° 0° 180°  
MODO 2: 0° 90° 180° 270°

Figura 3 – Inversor ponte completa *interleaved* considerado no estudo de perdas.

O motivo por se ter escolhido a variação da indutância acoplada reside no fato de que, neste conversor, a maior parte da ondulação de alta frequência de corrente fica retida nesses, através das correntes circulantes (essas dadas pela subtração das correntes  $i_{a1}$  e  $i_{a2}$  – de forma análoga ao outro braço *interleaved*). Veja a figura 4.

Com a metodologia de simulação de perdas nas chaves consolidada, partiu-se para o levantamento de perdas nos indutores a fim de comparar as duas modulações nesse quesito. Tais perdas se concentram no núcleo e no cobre, constituindo as perdas magnéticas e ôhmicas, respectivamente.

Uma equação encontrada na literatura para a estimativa das perdas magnéticas é a eq. (1), conhecida como equação de Steinmetz (Chen *et al.*, 2016). Porém, ela é apropriada apenas para um ponto de operação de um conversor, onde a razão cíclica é fixa e próxima de 50% (Zientarski, 2009), como no caso de um conversor CC/CC. No entanto, em um inversor, se tem vários pontos de operação em um ciclo da fundamental (60 Hz).

$$P_{nuc} = V_{nuc} \cdot C \cdot \Delta B^m \cdot f^n \quad (1)$$

onde

- $P_{nuc}$  = Perdas no núcleo;
- $V_{nuc}$  = Volume do núcleo;
- $\Delta B$  = Variação do fluxo magnético;
- $f$  = Frequência;
- $C, m, n$  = Constantes de ajuste.

Neste contexto, se tem a eq. (2) (Liu *et al.*, 2002), a qual considera a variação em baixa frequência do ponto de operação, sendo conveniente para o caso de um inversor.

$$P_{nuc} = V_{nuc} \cdot C \cdot \sum_{i=1}^{N_s} \left( \frac{|B_i - B_{i-1}|^m \cdot (t_i - t_{i-1})}{(2 \cdot (t_i - t_{i-1}))^n \cdot (t_{N_s} - t_0)} \right) \quad (2)$$

onde

- $P_{nuc}$  = Perdas no núcleo;
- $V_{nuc}$  = Volume do núcleo;

- $B_i$  = Fluxo no núcleo na comutação  $i$ ;  
 $t_i$  = Tempo na comutação  $i$ ;  
 $t_{N_s}$  = Tempo final da simulação;  
 $t_0$  = Tempo inicial da simulação;  
 $N_s$  = Número total de comutações;  
 $C, m, n$  = Constantes de ajuste.

Quanto às perdas no enrolamento, figuram dois efeitos relacionados à frequência da corrente: efeito pelicular e de proximidade. O primeiro se refere ao fato de que, quanto maior a frequência da corrente, mais ela passa pela periferia do condutor, diminuindo a seção transversal efetiva do mesmo, apresentando, portanto, maior resistência à passagem da corrente. Por outro lado, o efeito de proximidade está relacionado à interação do campo magnético de um condutor com o seu adjacente, gerando correntes locais através da indução, contribuindo para as perdas totais no cobre. Esses dois efeitos estão contemplados na eq. (3) (Bartoli, Reatti, Kazimierczuk, 1994; Cougo *et al.*, 2012), utilizada na estimativa de perdas no cobre.

$$P_{cobre} = R_{cc} \cdot i_L^2(rms) + \sum_{k=1}^{\infty} [R_{ca}(k \cdot f_1) \cdot i_L(k \cdot f_1)^2] \quad (3)$$

onde

- $P_{cobre}$  = Perdas no cobre;  
 $R_{cc}$  = Resistência CC do enrolamento;  
 $i_L(rms)$  = Valor eficaz da componente fundamental (60 Hz) da corrente que passa pelo indutor;  
 $R_{ca}$  = Resistência efetiva em função da  $k$ -ésima componente harmônica (correntes de alta frequência), dada pela eq. (4);  
 $i_L$  = Corrente eficaz da  $k$ -ésima componente harmônica de alta frequência.

$$R_{ca} = \left(\frac{4}{\pi}\right)^{1/4} \cdot N \cdot l_{esp} \cdot \sqrt{\frac{\rho_{cobre} \cdot \mu_{cobre} \cdot \pi \cdot f}{w_d \cdot t_d} \cdot \left(1 + \frac{2(N_l - 1)}{3}\right)} \quad (4)$$

onde

- $R_{ca}$  = Resistência CA em função da frequência  $f$ ;  
 $N$  = Número de espiras;  
 $l_{esp}$  = Comprimento médio da espira (m);  
 $\rho_{cobre}$  = Resistividade do condutor ( $\Omega \cdot m$ );  
 $\mu_{cobre}$  = Permeabilidade magnética do condutor (T.m/A);  
 $f$  = Frequência da corrente (Hz);  
 $w_d$  = Diâmetro do condutor (m);  
 $t_d$  = Distância entre os centros de dois condutores adjacentes (m);  
 $N_l$  = Número de camadas do enrolamento.

### Resultados e Discussão:

A figura 5 mostra as perdas em função da indutância acoplada dos braços para duas chaves que mostraram diferenças mais significativas entre si.

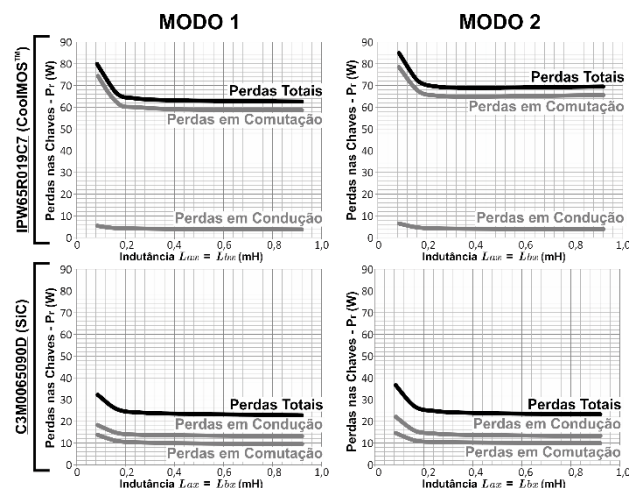


Figura 5 – Perdas nas chaves em função do indutor acoplado entre os braços do inversor da figura 3 para as duas modulações consideradas no estudo.

Como se pode perceber, a chave de tecnologia CoolMOS™ apresentou maiores perdas em comutação que as de tecnologia SiC (deve-se salientar que o diodo de corpo dessa última tecnologia apresenta um melhor desempenho e, portanto, terá menores perdas em comutação), porém retornou menores perdas em condução. As defasagens do MODO 2 aumentaram as perdas em comutação, tendo, portanto, impacto mais significativo para a chave CoolMOS™.

Quanto aos magnéticos, obtiveram-se os resultados explicitados na figura 6, onde se

tem as perdas e volume normalizados para alguns núcleos escolhidos.

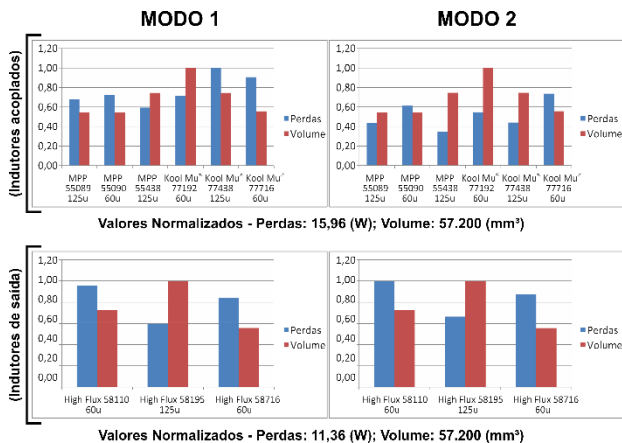


Figura 6 – Perdas e volume nos indutores para cada modulação, considerando diferentes materiais magnéticos. Indutores acoplados: 500  $\mu$ H; Indutores de saída: 500  $\mu$ H.

Pode-se perceber que as perdas nos magnéticos acoplados, ao contrário das chaves, tendem a diminuir com as defasagens do MODO 2. Já os indutores de saída tendem a aumentá-las, porém de forma insignificante. Como esperado, os materiais Kool M $\mu$ ® tendem a apresentar maiores perdas que os de Molly Permalloy (MPP).

### Conclusões:

Os interruptores apresentaram maiores perdas em função da indutância acoplada para o MODO 2, sendo mais significativas para a chave CoolMOS™ por impactar fortemente nas perdas em comutação. Quanto aos magnéticos, ocorreu o contrário, se tendo maiores perdas no MODO 1.

Com isso, se conclui que, quanto à eficiência do conversor, a escolha entre as duas modulações se deve à situação em que o projetista se encontra. Isto é, se as comutações das chaves apresentam a maior parcela das perdas, é conveniente utilizar o MODO 1. Caso sejam os magnéticos, se torna interessante o MODO 2.

### Referências bibliográficas

Avila DMA; Cougo B; Meynard T; Gateau G; Mendes MAS. **Reconfigurable Parallel Interleaved Three-Phase Inverter for Aeronautical Applications**. IEEE Electrical Systems for Aircraft, Railway and Ship Propulsion. p. 1-6, 2012.

Bartoli M; Reatti A; Kazimierczuk K. **Modeling iron-powder inductors at high frequencies**. IEEE Industry Applications Society Annual

Meeting, v. 2, p 1225-1232, 1994.

Chen W; Huang X; Cao S; Ma J; Fang Y. **Predicting Iron Losses in Soft Magnetic Materials Under DC Bias Conditions Based on Steinmetz Premagnetization Graph**. IEEE Transactions on Magnetics, v. 52, n. 7, número de sequência do artigo: 6301404, Julho, 2016.

Cougo B; Friedli T; Boillat DO; Kolar JW. **Comparative Evaluation of Individual and Coupled Inductor Arrangements for Input Filters of PV Inverter Systems**. IEEE 7th International Conference on Integrated Power Electronics Systems (CIPS), p. 1-8, 2012.

Liu J; Wilson TG; Wong RC; Wunderlich R; Lee FC. **A Method for Inductor Core Loss Estimation in Power Factor Correction Applications**. APEC Seventeenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, v. 1, p. 439-445, 2002.

Zientarski JRR. **Análise, modelagem e validação experimental de uma metodologia para o projeto do indutor em conversores boost pfc**. (Mestrado em Engenharia Elétrica). Universidade Federal de Santa Maria-RS. 2009.