

# Estudo comparativo de perdas no conversor AHB para acionamento de um SRM utilizando controle de corrente por Histerese e PI-PWM

Gustavo Xavier Prestes<sup>1</sup> e Rodrigo Padilha Vieira<sup>2</sup>  
Universidade Federal de Santa Maria - RS<sup>1,2</sup>  
Universidade Federal de Roraima - RR<sup>1</sup>  
e-mail: gustavo.prestes@acad.ufsm.br<sup>1</sup>

**Resumo**—Este artigo realiza análise das perdas nas chaves e diodos de um conversor de meia ponte assimétrica (AHB) para acionamento de um motor de relutância chaveada (SRM) com controle de corrente via Histerese ou via controlador proporcional integral (PI) mediante modulação por largura de pulso (PWM), ou PI-PWM. Para o estudo, foi adotado o IGBT STGF10M65DF2 e, a partir da folha de dados do fabricante, foram calculadas as perdas por condução e chaveamento dos componentes do conversor AHB. Por fim, comparou-se as perdas resultantes com a utilização das técnicas de acionamento mencionadas em pontos de operação distintos em velocidade e torque de carga aplicada.

**Palavras-chave** – AHB, Cálculo de Perdas, Histerese, PWM, SRM.

## I. INTRODUÇÃO

Diante do desenvolvimento tecnológico dos sistemas eletrônicos de conversão de energia, desafios e particularidades surgem de acordo com uma topologia específica, bem como a técnica de modulação utilizada. Em sistemas que demandam a utilização de baterias, esse assunto demanda sensível atenção. Esse cenário mostra-se importante para aplicações em veículos elétricos, visto que a eficiência no uso da energia da bateria influencia diretamente na autonomia [1].

A máquina de relutância chaveada (SRM) apresenta-se como opção de menor custo de fabricação, estrutura robusta e simplicidade de manutenção, entretanto possui menor eficiência quando comparada com outras máquinas concorrentes sob as mesmas condições de operação [2]. Esse fato abre espaço para pesquisas que envolvam análise de perdas nas partes elétricas do sistema, visto que podem ser controladas durante o processo de projeto do método de controle de conversão de energia [3]. Nessa perspectiva, as perdas de condução e chaveamento nos interruptores e diodos são alvos de estudo.

O trabalho [4] desenvolve um método rápido e exato para o cálculo das perdas em chaves do tipo IGBT submetidas a acionamento via PWM, considerando variação de corrente, tensão e temperatura. O autor faz comparação de perdas em função da frequência de chaveamento, apresentando as vantagens e desvantagens da conversão de frequência para aplicações de elevada potência. Ainda na linha de perdas, [5]

apresenta um método analítico para calcular as perdas considerando a temperatura da junção do IGBT. Com os resultados o autor analisa e projeta sistemas de resfriamento à água para sistema de 1140V/120kW. Também [6] aborda esse problema ao analisar uma proposta de chaveamento unipolar modificado com o chaveamento padrão unipolar para o acionamento de um SRM aplicado a sistemas veiculares. Comparação dos métodos de cálculo analítico e por simulação são também apresentados em equivalência.

A depender do método de controle e acionamento utilizado, diferentes níveis de potência dissipadas podem ser registrados nos componentes de um inversor. Neste trabalho será realizada uma análise de perdas no conversor quando acionado por técnicas de PWM em comparação com acionamento via Histerese.

Para realizar esse estudo os seguintes tópicos são abordados: I. Introdução, II. Controle e Acionamento do SRM, III. Conversor AHB, IV. Cálculo das perdas, V. Algoritmo de Simulação, VI. Resultados, VII. Conclusão.

## II. CONTROLE E ACIONAMENTO DO SRM

O motor de relutância variável (SRM) é uma máquina que produz torque de relutância, tendo o fluxo sendo fornecido por correntes de fase geradas eletronicamente. De construção simples, possui um estator e rotor de polos salientes, e apenas o estator possui enrolamento [6]. Isso permite uma operação confiável em altas velocidades e altas temperaturas, mas também traz muitos desafios, como ondulações de torque, ruído acústico e vibração [7].

Os dados do SRM utilizado são descritos na Tabela I a seguir:

Tabela I: Parâmetros da máquina de relutância variável

Parâmetro	Símbolo	Especificação
Tensão	$V_{cc}$	400V
Corrente Nominal	$I_n$	3A – 6A
Potência Nominal	$P$	1,2kW – 2,4kW
Velocidade Nominal	$\omega_r$	30rad/s – 60rad/s
Coefficiente de atrito viscoso	$B$	0,006Nms
Momento de inércia do rotor	$J$	0,004kg.m <sup>2</sup>

Apesar da construção simples, o SRM possui alta complexidade de acionamento devido à grande saturação magnética

em que o sistema opera. Diante disso, essas máquinas normalmente são modeladas e o sistema de controle é projetado considerando suas características não lineares.

O modelo da máquina pode ser expresso na forma matricial segundo a Eq. 1 em termos de tensões de fase [8]:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} l_a & 0 & 0 \\ 0 & l_b & 0 \\ 0 & 0 & l_c \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$A = \begin{bmatrix} R_a + \omega_r \frac{\partial L_a}{\partial \theta} & 0 & 0 \\ 0 & R_b + \omega_r \frac{\partial L_b}{\partial \theta} & 0 \\ 0 & 0 & R_c + \omega_r \frac{\partial L_c}{\partial \theta} \end{bmatrix}$$

$R_a, R_b, R_c$  são as resistências dos enrolamentos;  $L_a, L_b, L_c$  são as indutâncias próprias de fase;  $i_a, i_b, i_c$  são as correntes de fase;  $l_a, l_b, l_c$  são indutâncias incrementais que contemplam efeitos de saturação magnética.

Para o controle de velocidade dessa máquina foram desenvolvidos dois algoritmos de controle PI com acionamento via Histerese e outro por PWM. As figuras 1 e 2 apresentam o sistema em malha fechada para ambos acionamentos.

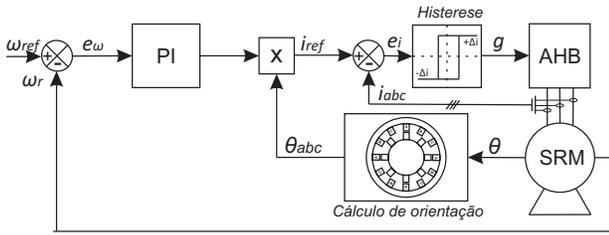


Figura 1: Controle PI com acionamento via Histerese

O acionamento via regulador histerese de corrente realiza o controle da máquina através do rastreamento de velocidade em malha externa proporcionando regulação de corrente de fase dentro da banda definida. Possui robustez a variação paramétrica, entretanto possui frequência de comutação variável e elevado *ripple* de corrente.

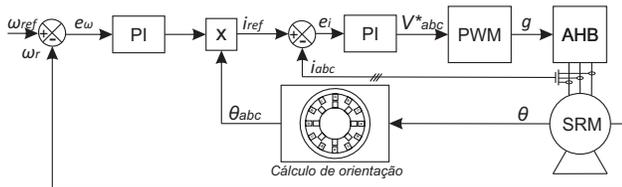


Figura 2: Controle PI com acionamento via modulação PWM

O acionamento via modulação PWM utiliza a malha externa para o rastreamento de velocidade que resulta em uma corrente de referência que é regulada por uma malha interna PI. Esse método apresenta frequência de comutação fixa e reduzido

*ripple* de corrente, entretanto, possui baixa robustez por ser altamente dependente da posição rotórica [9].

A ação de controle PI discreto da malha externa é representado por:

$$i_{ref}(k) = i_{ref}(k-1) + K_1 e_{wr}(k) - K_2 e_{wr}(k-1) \quad (2)$$

$$K_1 = \left( K_p + \frac{K_p T_s}{2T_i} \right); K_2 = \left( \frac{K_p T_s}{2T_i} \right)$$

Sendo:  $K_1 = 54e^{-3}$  e  $K_2 = 53,9e^{-3}$ .

A mesma estrutura de controle de malha interna é utilizada no acionamento por PWM, como a seguir:

$$V_a^*(k) = V_a^*(k-1) + K_1 e_i(k) - K_2 e_i(k-1) \quad (3)$$

Sendo:  $K_1 = 88$  e  $K_2 = 77$ .

### III. CONVERSOR AHB

A conversão de energia é realizada pelo conversor de meia ponte assimétrica (AHB), Fig. 3, responsável por magnetizar os enrolamentos sequencialmente segundo a referência rotacional do eixo. Por excitar cada uma das três fases individualmente, os polos do rotor tendem a se alinhar com os polos do estator devido ao fenômeno da relutância magnética, buscando assim uma posição de equilíbrio. A operação do motor busca de forma contínua minimizar a relutância, ou seja, busca minimizar a indutância do circuito [8].

Essa é a topologia de conversor mais aplicada para o acionamento do SRM, pois permite o controle independente da corrente nas diferentes fases, mantendo um bom desempenho do controle de torque [7]. A desvantagem está em utilizar dois interruptores e dois diodos por fase, aumentando o custo do conversor, bem como as perdas globais na conversão.

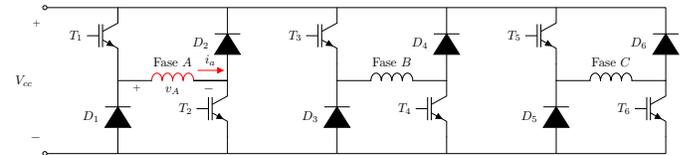


Figura 3: Conversor AHB

Para o acionamento do SRM há dois padrões de comutação, a modulação bipolar (*hard switching*) resultante dos sinais de controle das técnicas Histerese e PWM que são abordadas neste trabalho, e a modulação unipolar (*soft switching*) que é usada na técnica de controle por pulso único. Como a modulação bipolar permite o controle do sistema para uma faixa maior de velocidade, utilizaremos apenas esse método de modulação para análise, apesar de resultar em maiores níveis de perdas por comutação.

Inicialmente apenas a fase A será analisada na perspectiva de que as demais operam de igual forma. Na comutação bipolar os interruptores  $T_1$  e  $T_2$  são ligados, fazendo com que a tensão de fase  $V_a$  seja igual a tensão  $V_{cc}$ , resultando

no aumento da corrente  $i_a$  devido à magnetização do enrolamento. Os interruptores  $T_1$  e  $T_2$  são desligados apenas quando a corrente atinge o limite superior da referência de controle. Nesse momento, os diodos  $D_1$  e  $D_2$  entram em condução fazendo a tensão de fase ser igual a  $-V_{cc}$  e permitindo a circulação da corrente  $i_a$  desmagnetizando a energia armazenada no enrolamento e transferindo para o capacitor do barramento CC até ao limite inferior da referência de corrente. Quando a fase A precisa ser desligada para o acionamento de outra fase, os interruptores  $T_1$  e  $T_2$  são desligados e os diodos  $D_1$  e  $D_2$  conduzem continuamente até que a corrente  $i_a$  seja igual a zero [7].

Com base nos dados da máquina apresentados na Tabela I, a Fig.4a mostra as correntes das três fases do SRM quando acionado via Histerese, para uma velocidade de 30 rad/s submetida a uma carga de 5Nm, juntamente com os sinais de acionamento dos pares de interruptores. Submetida à essa condição de operação de regime permanente, a corrente de fase média é de 2,7A com variação de aproximadamente 1,45A. A Fig. 4b mostra o ciclo de trabalho de atuação dos interruptores é em média de 0,8571 com 293 transições entre os estados de aberto e fechado.

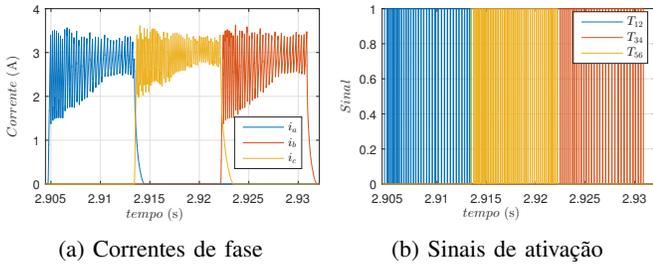


Figura 4: Correntes de fase e sinais de acionamento via Histerese

Submetido às mesmas condições de operação descritas anteriormente, a Fig.5a mostra as três correntes de fase ao acionar a máquina via PWM. A corrente de fase é em média 2,88A com  $\Delta i = 0,58A$ , aproximadamente. A Fig. 5b mostra o ciclo de trabalho dos interruptores é de 0,8578, muito próximo ao ciclo de trabalho quando acionado via histerese, entretanto com 1988 chaveamentos em média para cada excitação de fase, isso equivale a sete vezes mais do que o acionamento via histerese.

#### IV. CÁLCULO DAS PERDAS

À título de avaliação das perdas, os cálculos de perdas foram baseados na utilização do IGBT STGF10M65DF2 da STMicroelectronics de 650V e 10A em consideração à potência da máquina. Esse semiconductor foi utilizado como interruptores  $T_1$  à  $T_6$  e como diodos anti-paralelos  $D_1$  à  $D_6$ , assim como [6]. O inversor AHB aciona o SRM de HP com 400V<sub>cc</sub> e corrente máxima de 6A por fase.

O cálculo das perdas totais nos interruptores e diodos do conversor AHB são resultantes do somatório da potência dissipada em condução e por chaveamento. Normalmente,

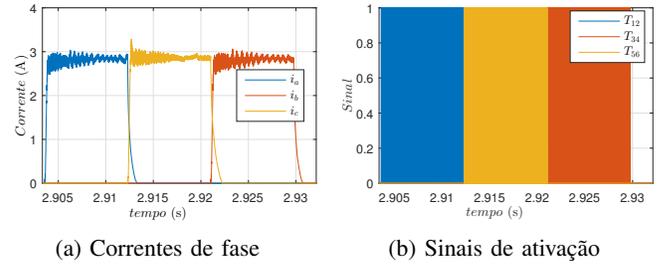


Figura 5: Correntes de fase e sinais de atuação para acionamento via PWM

as perdas por fuga de corrente não serão consideradas nos cálculos [10]. Portanto, temos:

$$P_{total} = P_{cond} + P_{sw} \quad (4)$$

#### A. Perdas por condução

As perdas instantâneas em condução de um IGBT podem ser calculadas conforme Eq.5, sendo relacionada a tensão coletor-emissor, corrente de coletor, correspondendo a fase ligada do interruptor.

$$p_{cond_T}(t) = v_{ce}(t)i_c(t) \quad (5)$$

A tensão  $v_{ce}$  pode ser determinada pela Eq.6, sendo que  $v_{ce0}$  representa a tensão do coletor-emissor de corrente zero do IGBT, uma resistência do coletor-emissor  $r_c$  e corrente instantânea  $i_c$ .

$$v_{ce}(t) = v_{ce0} + r_c i_c(t) \quad (6)$$

A Fig.6a, a partir da folha de dados do IGBT, mostra a relação entre a corrente que flui no interruptor, bem como a tensão coletor-emissor. A tensão do coletor-emissor de corrente zero pode ser obtida linearizando o trecho superior da curva.

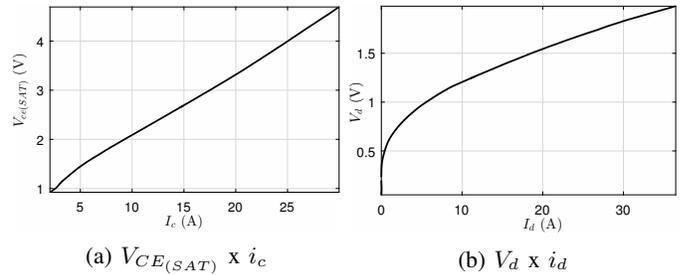


Figura 6: Curvas características de corrente e tensão nos IGBT's e diodos [11]

Considerando o pior caso em que a temperatura de junção está em 150°C e linearizando a curva correspondente, obtém-se  $v_{ce0}$  igual a 1,3V. O valor de  $r_c$  pode ser obtido através da Eq. 7, onde  $\Delta V_{CE}$  está entre 1,3V e 1,4V, assim como  $\Delta I_{CE}$  de 6A, conforme o regime de trabalho do interruptor. De sorte, tem-se:  $r_c = 100m\Omega$ .

$$r_c = \frac{\Delta V_{CE}}{\Delta I_{CE}} \quad (7)$$

Em termos médios, as perdas em condução do interruptor podem ser encontradas da seguinte forma:

$$P_{cond_T} = \frac{1}{T} \int_0^T p_{cond_s}(t) dt \quad (8)$$

De modo equivalente, as perdas em condução nos diodos podem ser calculadas como mostra as Eqs.9, 10, 11 com o auxílio da Fig. 6b:

$$p_{cond_d}(t) = v_d(t)i_d(t) \quad (9)$$

$$v_d(t) = v_{d0} + r_d i_d(t) \quad (10)$$

$$P_{cond_d} = \frac{1}{T} \int_0^T p_{cond_d}(t) dt \quad (11)$$

Com o mesmo procedimento realizado para encontrar  $r_c$ , obtêm-se  $r_d$  no valor de  $16,7m\Omega$  aproximadamente.

### B. Perdas por chaveamento

As perdas por chaveamento são resultantes da energia de chaveamento,  $E_{on}$  quando o interruptor transita do estado aberto para o estado em condução, e  $E_{off}$  quando o interruptor transita do estado de condução para o estado aberto. A energia resultante do chaveamento do diodo ocorre no momento do estado de recuperação reversa,  $E_{rr}$ .

A Fig. 7a e a Fig. 7b são curvas obtidas no *datasheet*, sendo estas em função da corrente de fase. Para otimizar o cálculo das perdas as curvas citadas são interpoladas conforme descrito nas Eqs. 12, 13 e 14 considerando  $175^\circ\text{C}$  na temperatura de junção.

$$E_{on}(i) = -0,35714 \cdot 10^{-3} i^2 + 24,571 \cdot 10^{-3} i + 38 \cdot 10^{-3} mJ \quad (12)$$

$$E_{off}(i) = -2,2768 \cdot 10^{-3} i^2 + 63,875 \cdot 10^{-3} i + 19 \cdot 10^{-3} mJ \quad (13)$$

$$E_{rr}\left(\frac{di}{dt}\right) = -7,5 \cdot 10^{-5} \frac{di}{dt} + 0,225 mJ \quad (14)$$

De posse das energias de chaveamento, é possível calcular as perdas pela seguinte Eq.15:

$$P_{swT} = (E_{on} + E_{off}) f_{sw} \quad (15)$$

De forma similar, as perdas por chaveamento nos diodos podem ser obtidas com a seguinte Eq.16:

$$P_{swD} = (E_{rr}) f_{sw} \quad (16)$$

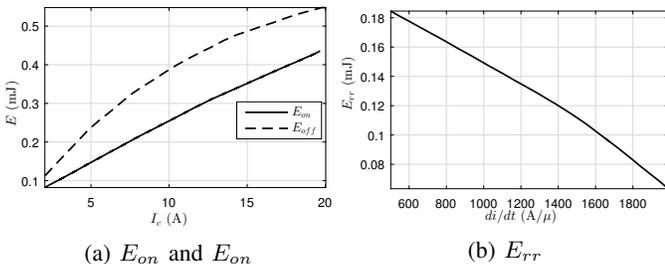


Figura 7: Perdas por chaveamento [11]

## V. ALGORITMO DE SIMULAÇÃO

Os dados de tensão do barramento CC e das correntes de fase, necessários para o cálculo das perdas, foram obtidos via simulação no software PSIM de um modelo de máquina SRM com dados de curvas de magnetização da máquina adquiridos experimentalmente por [12].

Com os dados de fluxo magnético são geradas *lookup tables* para a busca de corrente  $i(\phi, \theta)$  e torque  $T(i, \theta)$  [8]. Esse procedimento permite obter maior fidelização nos resultados na perspectiva de que a máquina possui características altamente não lineares.

A Fig. 8 apresenta o diagrama de blocos de simulação do sistema de acionamento da fase A do SRM.

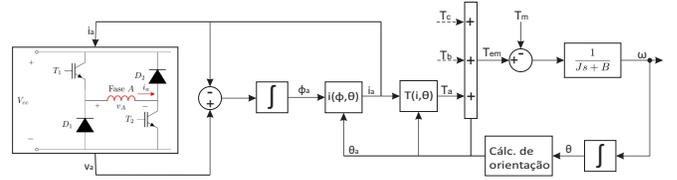


Figura 8: Estrutura de simulação [12]

O fluxo é computado com os valores de tensão e corrente de fase, servindo de variável de busca para corrente de fase e esta para busca da variável de torque eletromagnético através das *lookup tables*. O valor total de torque é obtido pelo somatório dos torques obtidos pelo mesmo procedimento em todas as fases. O cálculo de orientação é uma função que encontra a posição angular do rotor em referência a cada fase.

## VI. RESULTADOS

Para a avaliação das perdas foram utilizadas duas metodologias de acionamento, via regulador de histerese de corrente e por PWM. Como critérios de simulação foram definidos os seguintes pontos de operação:

- Rastreamento de velocidade de rotação em 30 e 60rad/s, com cargas de 5Nm e 10Nm.

As Figs. 9 e 10 apresentam os resultados de perdas em condução e chaveamento para cada velocidade e torque de carga definidos, referenciando a respectiva técnica de acionamento utilizada.

O acionamento via Histerese apresenta maior nível de perdas quando as chaves e diodos estão em condução. Os resultados demonstram que as perdas não sofrem alteração considerável quando submetidas a uma velocidade maior com mesma carga. Em contrapartida, quando as perdas são analisadas na perspectiva do aumento da carga, há um aumento considerável nas perdas, em especial nas de condução quando acionado via Histerese. Esse fato é resultante do aumento de corrente que o sistema demanda para vencer o torque de carga imposto.

Com frequência média de chaveamento de 5kHz, as perdas por chaveamento no IGBT possuem equivalência entre diferentes velocidades e aumento quando submetidas a um torque de carga mais elevado. Concernente a perda por recuperação

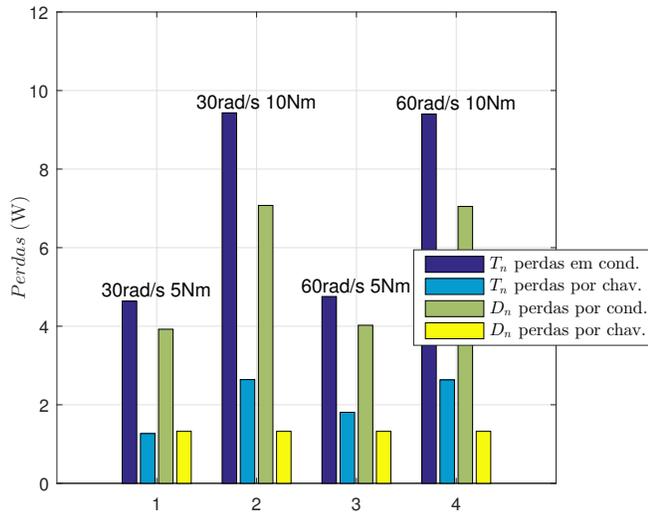


Figura 9: Perdas sob acionamento via Histerese

nos diodos, os dados demonstram que a taxa de variação de corrente permanece praticamente constante, independente da velocidade e torque de carga submetido.

A potência média total que corresponde a um braço do conversor que possui duas chaves e dois diodos anti-paralelos fica em torno de  $5,7W$  quando a máquina está submetida a um torque de carga de  $5Nm$  e  $10,2W$  para  $10Nm$ . Os resultados reforçam a compreensão da maior perda ao submeter um maior torque de carga no sistema.

A Fig. 10 apresenta os dados concernentes às perdas por condução e chaveamento quando o sistema é submetido ao acionamento PWM.

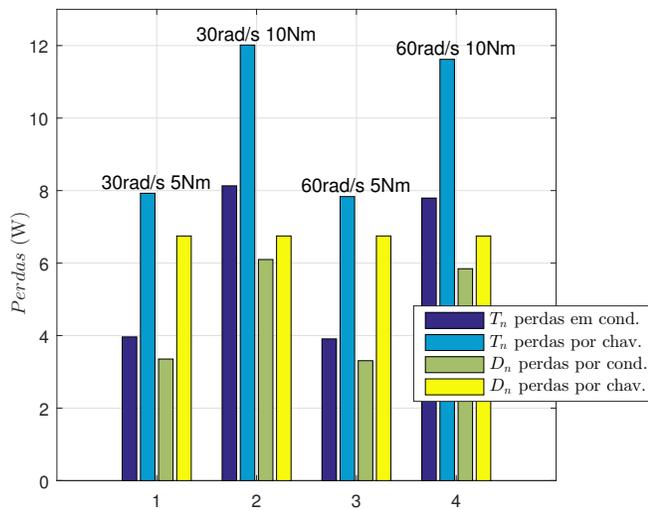


Figura 10: Perdas sob acionamento via modulação PWM

É possível constatar a mesma relação de velocidade e torque de carga para o acionamento via Histerese, apresentando

perdas em condução com ligeiro decréscimo.

Entretanto, o acionamento PWM apresenta níveis de perdas em comutação maiores devido a frequência de chaveamento que está em torno de  $30kHz$ . Essa fato resulta em um aumento de aproximadamente cinco vezes as perdas por comutação nos interruptores e nos diodos somados.

Em termos de potência total dissipada por braço do conversor, a Tabela II apresenta os dados conforme velocidade, carga e tipo de acionamento usado.

Tabela II: Potência dissipada por braço do conversor

Velocidade	Carga	Histerese	PWM
30rad/s	5Nm	22,30W	43,98W
30rad/s	10Nm	40,94W	65,98W
60rad/s	5Nm	23,82W	43,60W
60rad/s	10Nm	40,81W	64,01W

É possível verificar que as perdas no conversor são maiores para o acionamento via PWM, tendo, em termos gerais, um aumento de 43% nas perdas em comparação com o acionamento via Histerese.

## VII. CONCLUSÃO

Neste trabalho dedica-se especial atenção para o cálculo de dissipação de potência no conversor de acionamento da SRM, abordando o estudo comparativo das perdas em função das técnicas de acionamento abordadas, Histerese e PWM.

Os resultados demonstram que as técnicas de controle possuem praticamente o mesmo ciclo de trabalho de acionamento dos interruptores, entretanto os níveis de perdas mostram-se distintos, especialmente em virtude de a técnica de controle via PWM possui maior índice de comutação.

Apesar de a técnica PWM resultar em maiores níveis de perdas por comutação, essa análise isolada não trás vantagens para o acionamento via Histerese, visto que esta técnica apresenta altos níveis de *ripple* de torque e ruído resultantes em parte pela maior variação da corrente. O contexto da aplicação deve ser considerado.

Pensando em experimentos de acionamentos de máquinas como essa, é importante fazer o levantamento prévio das perdas nos dispositivos individuais do conversor para que atendam os limites especificados na folha de dados, especialmente quando o sistema está submetido a cargas elevadas. Ademais, sugere-se a utilização das chaves com IGBT sem o diodo antiparalelo para não haver possibilidade de fuga de corrente por esses dispositivos.

Outrossim, as perdas por condução e comutação devem ser consideradas juntamente com as perdas nos enrolamentos da máquina, dando a possibilidade de dimensionamento da fonte de alimentação. Essa relação resultará na expectativa da autonomia do sistema aplicado a sistemas de tração elétrica.

Diante disso, para trabalhos futuros, pretende-se desenvolver uma rotina de TDD (*Test Driven Development*) em que os níveis de potência dissipada e perdas nas chaves e nos enrolamentos possam ser avaliados dentro de uma rotina de operação padrão de funcionamento da máquina.

## AGRADECIMENTOS

O presente trabalho foi realizado com apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior – Brasil (CAPES/PROEX) – Código de Financiamento 001.

## REFERÊNCIAS

- [1] P. Makys, V. Vavrus, and P. Lehocky, “Traction parameter investigation of the first slovak electric car using dc drive,” *ELECTROMOTION 2013*, vol. 20, no. 1, pp. 79–83, 2013.
- [2] E. Bostanci, M. Moallem, A. Parsapour, and B. Fahimi, “Opportunities and challenges of switched reluctance motor drives for electric propulsion: A comparative study,” *IEEE transactions on transportation electrification*, vol. 3, no. 1, pp. 58–75, 2017.
- [3] P. Rafajdus, A. Peniak, D. Peter, P. Makyš, and L. Szabó, “Optimization of switched reluctance motor design procedure for electrical vehicles,” in *2014 International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM)*, pp. 397–404, IEEE, 2014.
- [4] R. Wu, J. L. Wen, J. Han, Z. Chen, Q. Wei, N. Jia, and C. Wang, “A power loss calculation method of igbt three-phase spwm converter,” in *2012 Second International Conference on Intelligent System Design and Engineering Application*, pp. 1180–1183, IEEE, 2012.
- [5] B. Baodong and C. Dezhi, “Inverter igbt loss analysis and calculation,” in *2013 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, pp. 563–569, IEEE, 2013.
- [6] V. Vavrúš, R. Radvan, and P. Rafajdus, “A power loss calculation method of igbt srm converter,” in *2015 international conference on electrical drives and power electronics (EDPE)*, pp. 521–526, IEEE, 2015.
- [7] B. Bilgin, J. W. Jiang, and A. Emadi, *Switched reluctance motor drives: fundamentals to applications*. CRC Press, 2019.
- [8] F. P. Scalcon, *Contribuições ao Acionamento e Controle dos Motores de Relutância Variável e Síncrono de Relutância*. UFSM, 2019.
- [9] H. Chen and J. J. Gu, “Implementation of the three-phase switched reluctance machine system for motors and generators,” *IEEE/ASME transactions on mechatronics*, vol. 15, no. 3, pp. 421–432, 2009.
- [10] D. Gravoc and M. Purschel, “Igbt power losses calculation using the data-sheet parameters,” *Infineon Technologies*, 2009.
- [11] STMicroelectronics, “Stgf10m65df2. trench gate field-stop igbt, m series 650v, 10a low-loss in to-220fp package,” *Data-Sheet*, 2017.
- [12] C. Osório, *Contribuição ao Estudo de Técnicas de Acionamento e Controle Aplicadas ao Gerador de Relutância Variável*. Dissertação de Mestrado - UFSM, 2017.