



Universidade Federal de Campina Grande
Centro de Engenharia Elétrica e Informática
Departamento de Engenharia Elétrica

Estudo de perdas em um sistema de acionamento de motor a ímã permanente sem sensor de posição em baixa velocidade

Adi Neves Rocha

Área de Conhecimento: Eletrônica Industrial e Acionamento de Máquinas

Orientadores: Euzeli Cipriano dos Santos Júnior (UAEE/CEEI/UFCG)

Eisenhauer de Moura Fernandes (UAEM/CCT/UFCG)

Campina Grande – PB
Março de 2012

Trabalho de Conclusão de Curso

Relatório apresentado à Coordenação do Curso de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande em cumprimento às exigências para obtenção do título de Engenheiro Eletricista.

Adi Neves Rocha

Candidato

Euzeli Cipriano dos Santos Júnior

Orientador

**Campina Grande, Paraíba, Brasil
Março de 2012**

Índice

1. Introdução	3
1.1 Contexto	3
1.2 Motivação/Objetivo	3
1.3 Revisão bibliográfica	4
1.3.1 Acionamento do motor síncrono a ímã permanente.....	4
1.3.2 Análise de perdas.....	5
2. Modelo do sistema	6
2.1. Modelo da máquina.....	6
2.2. Sistema de controle/conversor	7
3 Estimação de posição rotórica em baixa velocidade	8
3.1 Técnica de injeção de sinal de alta frequência.....	8
4. Análise de perdas em conversores	10
4.1 Análise de perdas.....	10
5. Resultados de simulação	12
6. Conclusão	17
Referências bibliográficas	18

1. Introdução

1.1 Contexto

O presente trabalho está inserido na área de pesquisa em eletrônica industrial e acionamento de máquinas, desenvolvido no Laboratório de Eletrônica Industrial e Acionamentos de Máquinas. No LEIAM tem sido desenvolvido estudos na área de acionamento e controle de máquinas elétricas, incluindo propostas de novas estruturas para conversores estáticos e fontes UPS; sistemas de energia alternativa, qualidade de energia e topologias de filtros ativos.

1.2 Motivação/Objetivo

O desenvolvimento de novos dispositivos semicondutores aliado ao advento dos ímãs permanentes proporciona aos motores síncronos a ímãs permanentes algumas vantagens quando comparados com o motor de indução: menor volume, maior densidade de potência e perdas menores no rotor. Entretanto, esse tipo de motor requer uma estrutura adicional para rastrear a posição rotórica, geralmente um transdutor de posição/velocidade, o que encarece a aplicação.

Como alternativa a essas restrições, existem estratégias de estimação de posição que dispensam o transdutor/sensor de posição/velocidade. De forma geral, essas técnicas de estimação podem ser divididas em duas categorias. Em altas velocidades, a posição pode ser estimada a partir da estimação da força contra-eletromotriz (f_{cem}) baseada no modelo fundamental da máquina. Em baixas velocidades, um sinal adicional de alta frequência (sinal de teste) é aplicado em conjunto com a excitação fundamental e permite rastrear a saliência magnética do rotor.

A aplicação de um sinal extra com uma componente de frequência diferente da frequência fundamental exige que o conversor que alimenta a máquina seja capaz de fornecer duas componentes de tensão em frequências distintas.

O presente trabalho tem como objetivo realizar o cálculo de perdas resultante da aplicação de um sinal extra para estimação de posição rotórica em baixa velocidade. Dessa forma, o estudo determina o rendimento do sistema com a injeção de um sinal

extra para estimação com o intuito de verificar se a injeção de sinal para fins de estimação rotórica reduz ou não a eficiência do sistema, isto é, provoca um aumento das perdas do conversor estático.

1.3. Revisão bibliográfica

1.3.1 Acionamento do motor síncrono a ímã permanente

O aperfeiçoamento dos materiais magnéticos nas últimas décadas contribuiu para a adoção das ligas magnéticas nas máquinas elétricas, substituindo os circuitos de excitação que geram o fluxo magnético do entreferro das máquinas.

O motor síncrono a ímã permanente apresenta vantagens em relação ao motor de indução trifásico; tais como menor volume e maior relação de potência por volume, assim como não possui corrente de magnetização e apresenta maior eficiência. Um sistema de acionamento típico para motores a ímã permanente é composto, basicamente, por um conversor de energia (inversor fonte de tensão), um sistema de controle (malhas de controle de velocidade e corrente) e um sistema de medição de grandezas elétricas (tensão e corrente) e grandezas mecânicas (posição rotórica). Na Figura 1 está ilustrado um sistema de acionamento para motores a ímã permanente.

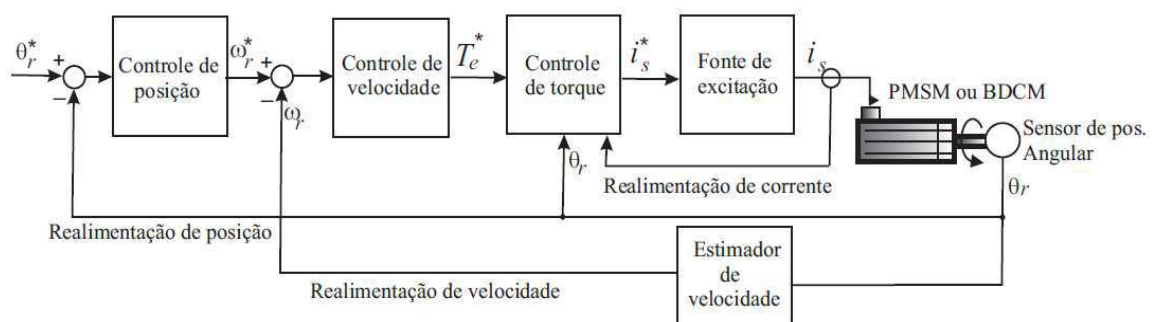


Fig. 1: Diagrama típico do sistema de acionamento do motor a ímã permanente.

O princípio de funcionamento de um motor a ímã permanente é baseado no torque gerado pelo alinhamento entre o campo estático, gerado por correntes que circulam no estator, e o campo do ímã permanente alocado (inserido) no rotor. As correntes que alimentam o estator devem ter uma sequência de fases que permita a geração de um campo girante, assim o rotor gira sincronamente com o campo estático. Para o acionamento do motor a ímã permanente é necessário rastrear ou estimar a posição do

ímã permanente, pois deve haver uma sincronização entre a fonte de alimentação (frequência) e velocidade (frequência) e a posição instantânea do rotor [1]. O emprego de transdutores/sensores de posição/velocidade apresenta algumas desvantagens: maior número de conexões elétricas, o uso de fontes de alimentação auxiliar, aumento do custo do sistema de acionamento, menor imunidade ao ruído [1]-[8].

As soluções ou estratégias que possibilitam rastrear ou estimar a posição do rotor são conhecidas na literatura como controle *sensorless* ou *self-sensing*. Esses métodos utilizam o próprio motor como sensor de posição. Essas técnicas podem ser divididas em dois grandes grupos:

- Técnicas baseadas na estimação da força contra eletromotriz (f_{cem}) [1]-[3], reservadas para médias e altas velocidades;
- Técnicas baseadas no rastreamento da saliência magnética da máquina [4]-[8], destinadas para baixa velocidade ou velocidade nula.

1.3.2 Análise de perdas

A estimativa de perdas é um parâmetro de considerável importância no estudo da eficiência de um sistema. A partir do cálculo de perdas no conversor de potência é possível determinar a sua eficiência e o nível de potência útil que pode ser entregue a carga.

O conhecimento da eficiência de um conversor permite efetuar comparações das curvas de rendimento entre as diversas topologias possíveis de conversores, assim como otimizar o funcionamento de uma determinada topologia [8]-[12].

De forma geral, existem dois métodos para determinação de perdas em chaves de conversores de potência. O primeiro refere-se à determinação experimental, construindo modelos de análise estatísticas que permitam descrever o processo. O segundo método consiste da linearização da chave utilizando os parâmetros fornecidos pelo fabricante.

A estimativa de perdas utilizada nesse trabalho é obtida a partir de um conjunto de medidas de perdas instantâneas efetuadas no dispositivo semicondutor e subsequente aplicação de um modelo de regressão para obter uma aproximação das equações que regem o processo. O dispositivo semicondutor é um IGBT com diodo em antiparalelo.

As perdas instantâneas nas chaves são compostas por dois tipos: (i) perdas por condução e (ii) perdas por chaveamento. As perdas por chaveamento são subdivididas em perdas por disparo, perdas por bloqueio e perdas por recuperação reversa [9].

2. Modelo do sistema

2.1. Modelo da máquina

A máquina síncrona a ímã permanente (PMSM) é constituída basicamente por três enrolamentos trifásicos no estator, formando uma armadura semelhante a da máquina assíncrona trifásica, e de um rotor no qual está instalado um ímã permanente. O ímã permanente do rotor tem como função produzir o fluxo magnético de entreferro. Dessa forma, a interação do campo magnético permanente do rotor com o campo magnético gerado pelas correntes dos enrolamentos do estator produz torque.

Para se analisar o comportamento da máquina, o modelo é escrito no referencial síncrono do rotor (dq). Este referencial gira sincronamente com o eixo do rotor, desse modo as tensões, correntes e o fluxo podem ser representados como grandezas fixas no rotor, pois giram com a mesma frequência da excitação fundamental. O modelo do motor a ímã permanente pode ser escrito como [1]:

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s & -w_r L_{sq} \\ -w_r L_{sd} & r_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{sd} & 0 \\ 0 & L_{sq} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + w_r \begin{bmatrix} 0 \\ \lambda_{pm} \end{bmatrix} \quad (1)$$

Onde r_s é a resistência do estator, L_{sd} : indutância do eixo direto (d), L_{sq} : indutância do eixo em quadratura (q); $\lambda_{pm} = \sqrt{\frac{3}{2}} \phi_{pm}$, ϕ_{pm} é o valor máximo do fluxo produzido pelo ímã do rotor que enlaça os enrolamentos do estator; $[v_{sd} \ v_{sq}]^T$ é o vetor tensão estatórica, $[i_{sd} \ i_{sq}]^T$ é o vetor corrente estatórica, w_r é frequência angular do rotor.

O torque eletromagnético desenvolvido pelo motor a ímã permanente no referencial síncrono dq pode ser expresso por [1]:

$$T_t = P[\lambda_{pm} i_{sq} + (L_{sd} - L_{sq}) i_{sd} i_{sq}] \quad (2)$$

Onde P é o número de pares de pólos da máquina.

2.2. Sistema de controle/conversor

O diagrama de controle de um motor síncrono a ímã permanente está ilustrado na Figura 2. Tipicamente, o sistema apresenta diversas malhas, operando em cascata, tais como: malha de controle de corrente; malha de controle de conjugado, malha de controle de velocidade e posição.

Neste esquema o conjugado de referência é definido pelas malhas mais externas. As correntes de referência de eixo d e q , no referencial rotórico são então obtidas do mapeamento do conjugado de referência usando a equação. As correntes de referência são transformadas para o referencial estático (i_{sd} i_{sq}) usando a informação do ângulo do rotor e as equações de rotação. O controlador de corrente força as correntes medidas a rastream os sinais de referência gerando os estados de chaveamento do conversor. O regulador de corrente pode estar também no referencial síncrono.

O motor a ímã permanente geralmente é alimentado por um inversor do tipo fonte de tensão. Um sistema de controle pode ser usado para controlar alguma variável de interesse do motor. Para que o sistema de controle force a grandeza de interesse a seguir uma referência é necessária a medida e o processamento dessa grandeza pelo algoritmo de controle; o sinal de saída do controlador irá operar as chaves do conversor atuando diretamente sobre o fluxo de potência conversor-motor.

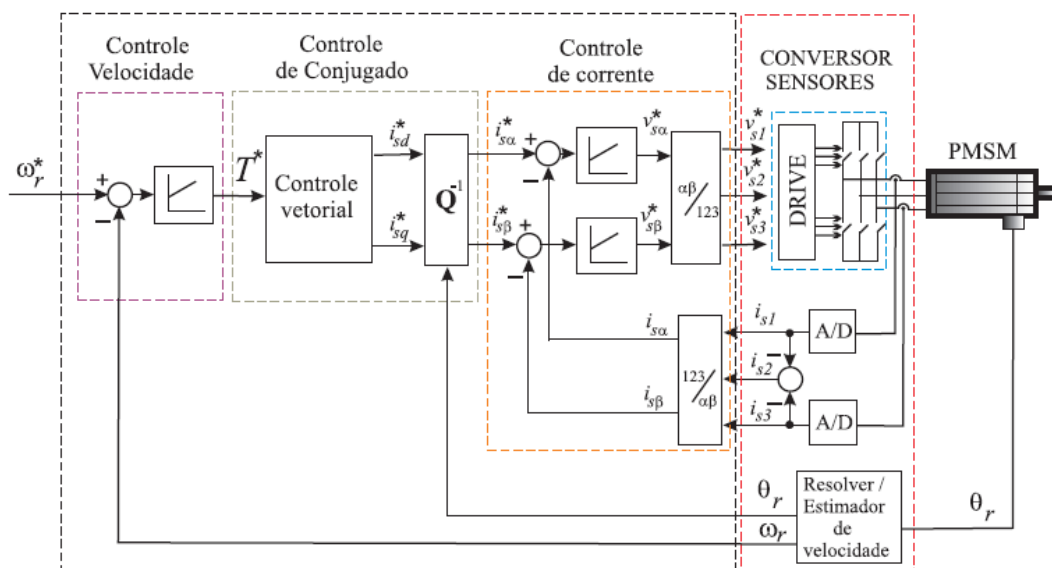


Fig. 2. Diagrama de controle do motor a ímã permanente.

3. Estimação de posição rotórica em baixa velocidade

As técnicas para rastrear a posição rotórica de motores a ímã permanente, sem o uso de sensores de posição/velocidade, são classificadas em dois tipos: estimação baseada na fcm e rastreamento da saliência magnética. A primeira técnica consiste em obter a estimativa da posição rotórica a partir do modelo fundamental da máquina (1). A segunda técnica consiste na injeção de um sinal de alta frequência com o objetivo de se detectar a posição da saliência magnética. A seção a seguir apresenta as principais características dessa categoria de técnica de estimação.

3.1. Técnica de injeção de sinal de alta frequência

Os métodos de injeção de sinal exploram características que não são reproduzidas pelo modelo fundamental da máquina. Um sinal de alta frequência é aplicado ao motor de modo que a posição/velocidade rotórica possa ser estimada a partir do processamento das tensões ou correntes geradas pela injeção. A Figura 3 está apresentado um diagrama típico de injeção de sinal para rastreamento da saliência.

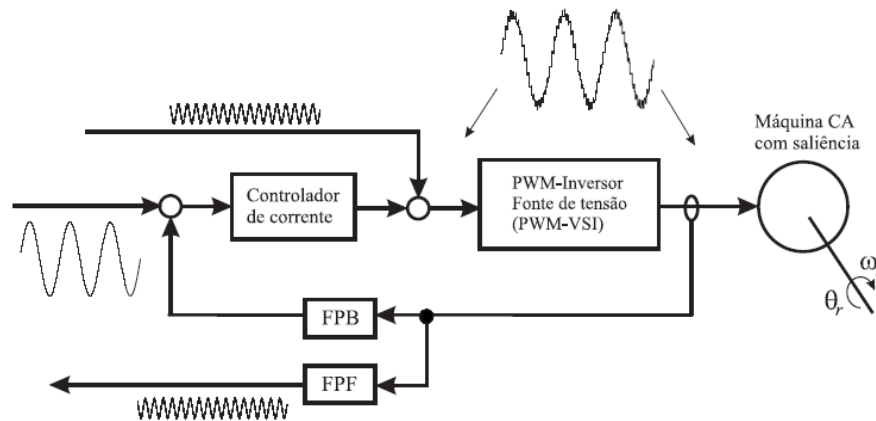


Fig. 3 – Diagrama de injeção de alta frequência para estimação de posição rotórica.

Uma vez que a aplicação de sinal de alta frequência é utilizada para operação em baixa velocidade, é possível assumir que a fcm é desprezível. Dessa maneira, o modelo utilizado para estimação de posição rotórica, obtido a partir do modelo fundamental, pode ser escrito como:

$$\begin{bmatrix} v_{sdh}^s \\ v_{sqh}^s \end{bmatrix} = j\omega_h \begin{bmatrix} L_{med} - L_{dif} \cos 2\theta_r & L_{dif} \sin 2\theta_r \\ L_{dif} \sin 2\theta_r & L_{med} + L_{dif} \cos 2\theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sdh}^s \\ i_{sqh}^s \end{bmatrix} \quad (3)$$

Onde $[v_{sdh}^s \ v_{sqh}^s]^T$ são a tensão de alta frequência aplicada, $[i_{sdh}^s \ i_{sqh}^s]^T$ são as correntes de alta frequência produzidas, ω_h é a frequência do sinal aplicado, $L_{dif}=(l_{sd}-l_{sq})/2$ e $L_{med}=(l_{sd}+l_{sq})/2$. A corrente de alta frequência produzida apresenta a informação de posição ($2\theta_r$) como expresso em (4).

$$i_{sdqh}^s = I_{hp}e^{j\omega_h t} + I_{hn}e^{j(-\omega_h t+2\theta_r)} \quad (4)$$

A corrente de alta frequência obtida a partir do filtro passa-faixa (FPF) do estágio de demodulação da Fig. 3 é fornecida como entrada de um estimador de posição. O estimador de posição utilizado neste trabalho corresponde ao observador de Luenberger da Fig.4 [5]-[6]. O observador de posição é composto por um controlador e pelo modelo físico do sistema. O observador permite estimar a velocidade e posição rotórica a partir da sintonia dos parâmetros k_{io_sal} , k_{po_sal} e k_{do_sal} .

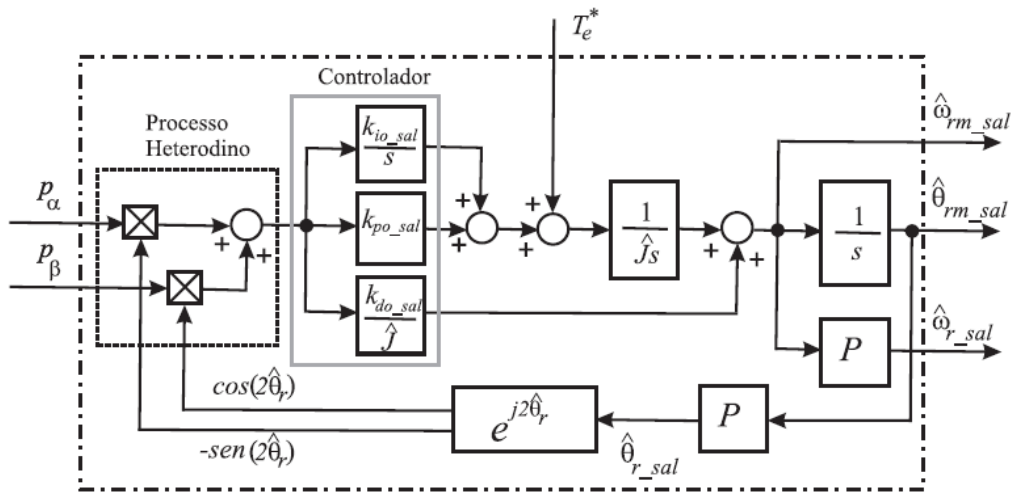


Fig. 4 – Observador de posição/velocidade rotórica para baixa velocidade.

4 Análise de perdas em conversores

Estimar o nível de perdas de um conversor permite o levantamento de parâmetros para uma correta comparação das mais diversas topologias de conversores de potência. A análise de perdas permite determinar a eficiência energética dos conversores e o percentual de potência útil que pode ser entregue à carga para a realização de trabalho.

Com o desenvolvimento da microeletrônica, o desenvolvimento dos processadores de sinais e com o aperfeiçoamento dos dispositivos semicondutores surgiram inúmeras possibilidades de se alterar as topologias dos conversores. Possuir um modo de se estimar o nível de perdas introduzidas no sistema, provenientes da topologia de conversor utilizado, é mais um parâmetro de comparação.

Existem dois métodos distintos de estimação do nível de perdas em um dispositivo semiconductor:

- Modelo linear da chave: obtido a partir dos dados fornecidos nos catálogos de fabricantes, para uma dada temperatura de operação;
- Modelo estatístico da chave: obtido a partir de um conjunto de medidas de perdas instantâneas nos dispositivos semicondutores a partir do tratamento estatístico dos dados.

4.1 Análise de perdas

A análise de perdas utilizada neste trabalho é obtida a partir de um conjunto de medidas de perdas instantâneas efetuadas no dispositivo semiconductor. Um método de regressão obtém-se uma aproximação das equações que regem o processo de perdas nas chaves. A chave utilizada no procedimento experimental foi o IGBT com módulo dual CM50DY-24H (POWEREX) com drive SKI (Semikron).

Como o dispositivo semiconductor é formado por um IGBT e um diodo em antiparalelo é necessário, para o cálculo de perdas por condução, determinar qual está conduzindo ou qual está em bloqueio. Esses estados são determinados pela tensão de pólo sobre cada IGBT e o sentido da corrente. Se a tensão e a corrente possuem o mesmo sinal, então o IGBT conduz caso contrário o diodo está conduzindo.

O modelo para cálculo de perdas é baseado na determinação experimental das perdas no dispositivo como em [10] e o posterior tratamento dos dados para obter o modelo matemático que descreve o comportamento dos dispositivos, nos instantes de condução e de bloqueio. As equações de perdas obtidas após o tratamento dos dados experimentais são:

$$P_{con} = a(T_j)^b i_{cl} + c(T_j)^d i_{cl}^2 + e(T_j)^f i_{cl}^3 \quad (4)$$

$$P_{chav} = \frac{1}{\Delta t} [a(v_c)^b (T_j)^c + d(v_c)^e (T_j)^f i_{cl} + g(v_c)^h (T_j)^2 i_{cl}^2] \quad (5)$$

Onde P_{chav} e P_{con} são as perdas por chaveamento e por condução respectivamente. T_j é a temperatura da junção; i_{cl} é a corrente do coletor;

Os parâmetros a, b, c, d, e, f, g e h são obtidos via regressão a partir do levantamento estatístico feito com os dados de perdas instantâneas como em [13]-[14]. É feito um conjunto de medidas das perdas instantâneas da chave para as operações de condução e bloqueio relacionadas com a corrente que circula no IGBT. As medidas expressam a relação entre a corrente que circula nas chaves e as perdas nas chaves, para diversos níveis de corrente.

Nesse sentido, utilizando o método de mínimos quadrados nos conjuntos de medidas fez se o levantamento das equações que regem o modelo descrito nas equações (4) e (5). Foram obtidos os parâmetros que regem o comportamento da chave nos distintos modos de funcionamento. As equações (4) e (5) têm parâmetros distintos para a condução e para o bloqueio, apesar da mesma forma geral.

As equações com o modelo de perdas serão inseridas no programa de simulação de simulação da máquina a ímã permanente. Isto será feito com o objetivo de estimar as perdas nas chaves do conversor que alimenta o motor ímã em duas situações distintas: operação sem injeção de sinal de alta frequência e operação com a injeção de sinal.

5. Resultados de simulação

A análise de perdas do sistema de acionamento do motor a ímã permanente foi realizado em duas condições: (i) sem injeção de sinal e (ii) com injeção de sinal. O sistema de controle do motor a ímã, estimação de posição de rotórica e cálculo de perdas foi implementado em um programa no software PSIM.

O software PSIM simula o comportamento de componentes eletrônicos de modo ideal, mas o modelo do IGBT é um mod; o cálculo de perdas pode ser efetuado sem problemas pois os parâmetros foram obtidos a partir de chaves via regressão. Os valores de tensão e corrente medidos nos IGBTs serão inseridos no programa e o cálculo de perdas poderá ser estimado ainda que se use um modelo ideal de chave.

O diagrama do sistema simulado está indicado na Figura 5. Nessa figura estão representados a rede elétrica, o retificador, o barramento CC, inversor trifásico, motor a ímã e carga. O bloco controlador compreende os blocos de controladores de velocidade, torque e corrente apresentados na Fig. 2.

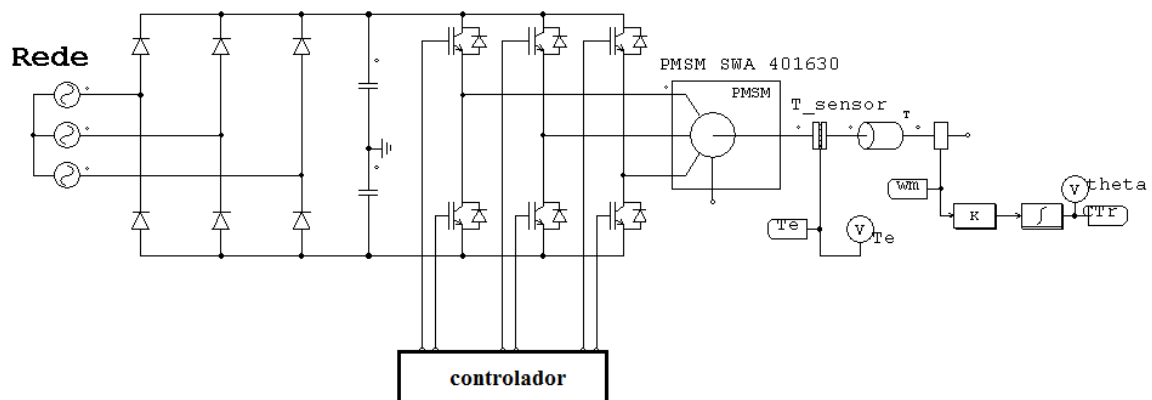


Fig. 5. Diagrama do sistema de acionamento simulado.

A técnica para estimação das perdas foi implementada em um algoritmo em linguagem C. Esta rotina foi simulada no ambiente PSIM através de uma DLL. Uma DLL é um bloco funcional do ambiente PSIM que permite a inserção de código escrito em C. Este procedimento agiliza a simulação, pois permite a execução de trechos do programa e incorporar efeitos que não são modelados pelos blocos funcionais do PSIM. A DLL para o cálculo de perdas está ilustrada na Fig. 6.

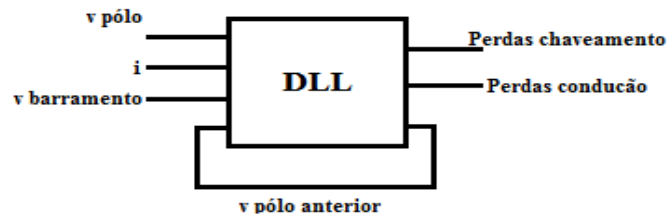


Fig. 6. Diagrama do bloco DLL usado para o cálculo de perdas.

A tensão de pólo inserida na DLL é utilizada para definir os instantes de condução e de bloqueio da chave. A corrente e a tensão do barramento serão substituídas nas equações (4) e (5) para o cálculo de perdas. A tensão de barramento será a tensão sobre a chave quando a mesma está bloqueada.

Os parâmetros utilizados para a simulação do motor a ímã permanente estão listados na Tabela 1. O cálculo de perdas do sistema de acionamento foi realizado considerando referência de velocidade constante e carga imposta ao eixo constante. Neste trabalho são apresentados resultados referentes à frequência de operação do motor para 10 Hz (150 rpm). A carga é aplicada ao motor corresponde à carga nominal.

Tabela 1-Parâmetros de simulação da máquina a ímã permanente.

Freq. de chaveamento (Hz)	7.120
Tensão de barramento (V)	200
Freq. do sinal de alta frequência (Hz)	500
Resistência estator (Ω)	6,19
Indutância de eixo d (mH)	24
Indutância de eixo q (mH)	33
Cte. de f_{cem} (V)	56,16
Momento de inércia (kg.m^2)	$0,084 \cdot 10^{-3}$
Corrente nominal (A)	2,0

A frequência de chaveamento de 7.120 Hz utilizada corresponde à frequência típica de acionamento dos conversores da WEG.

Na Figura 7 são apresentadas as formas de onda da tensão de rede (a), a corrente de entrada do retificador (b), a tensão de referência do controlador (c) e duas correntes de fase da máquina (d).

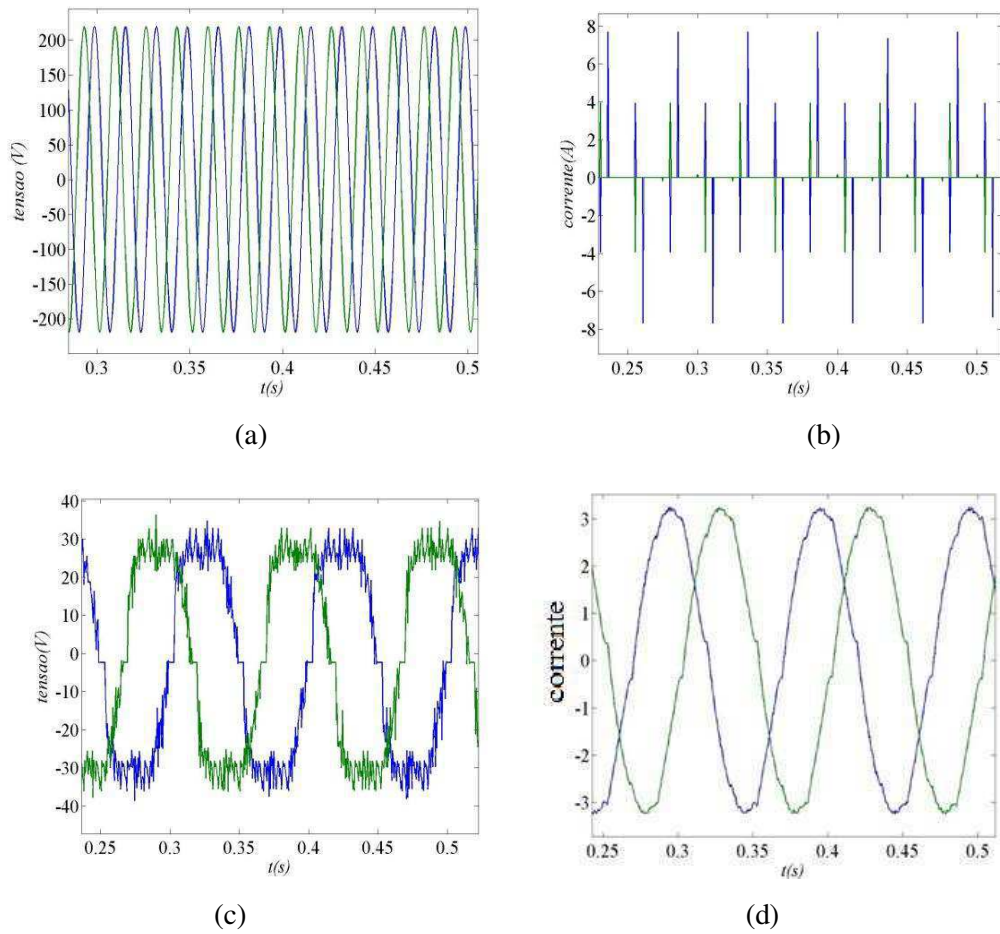


Fig. 7. Resultados de simulação: (a) tensão da rede, (b) corrente de entrada do retificador, (c) tensão de referência, (d) correntes de fase.

A Figura 8 está apresentado o valor medido para perdas totais nas chaves do conversor (perdas por condução e por chaveamento) sem a injeção de sinal.

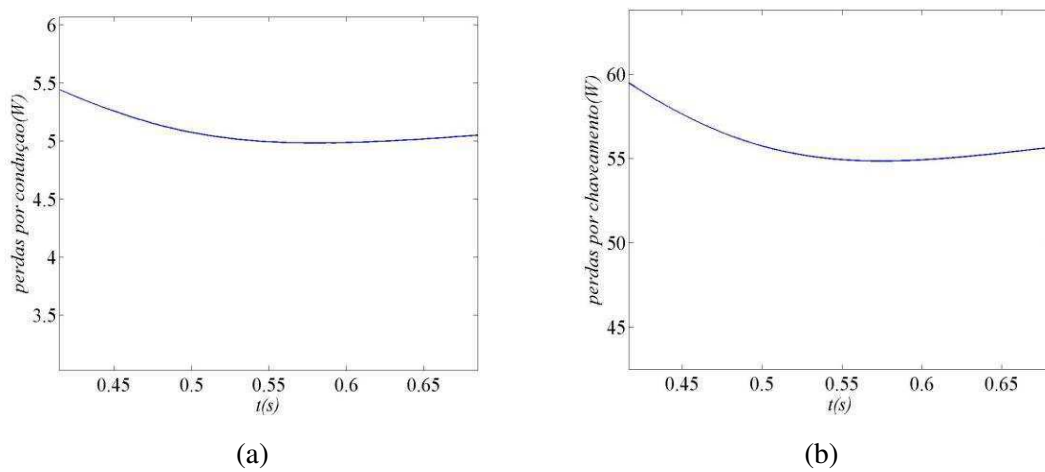


Fig. 8. Evolução das curvas de perdas nas chaves do inversor sem injeção de sinal: (a) perdas por condução, (b) perdas por chaveamento.

A Figura 9 estão apresentados os resultados para a condição de injeção de alta frequência. A frequência do sinal injetado é 500 Hz. Foram testados a injeção de sinal para dois valores de amplitude do sinal de alta frequência 40 V e 60 V. Neste trabalho, são exibidos apenas as formas de ondas de tensão e corrente para 40V de amplitude de sinal aplicado.

Na Figura 10 estão exibidas as forma de onda da tensão da rede (a), a corrente de entrada do retificador (b), a tensão de referência (c) e as correntes de fase da máquina (d). Pode-se perceber que a corrente produzida apresenta uma componente de alta frequência.

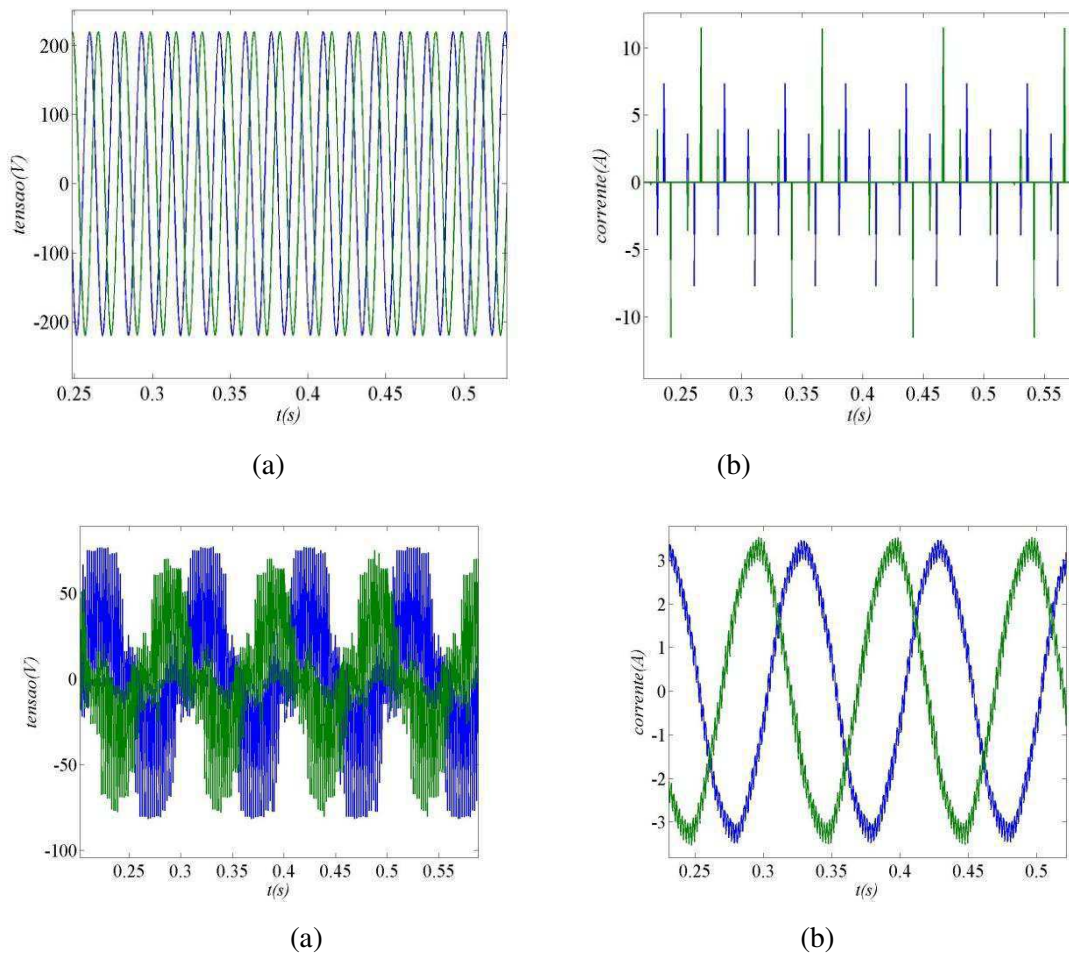


Fig. 10. Resultados de simulação, aplicação de sinal de alta frequência: (a) tensão da rede, (b) corrente de entrada do retificador, (c) tensão de referência, (d) correntes de fase.

Na Figura 11 estão apresentados os valores do cálculo de perdas para essa condição de injeção.

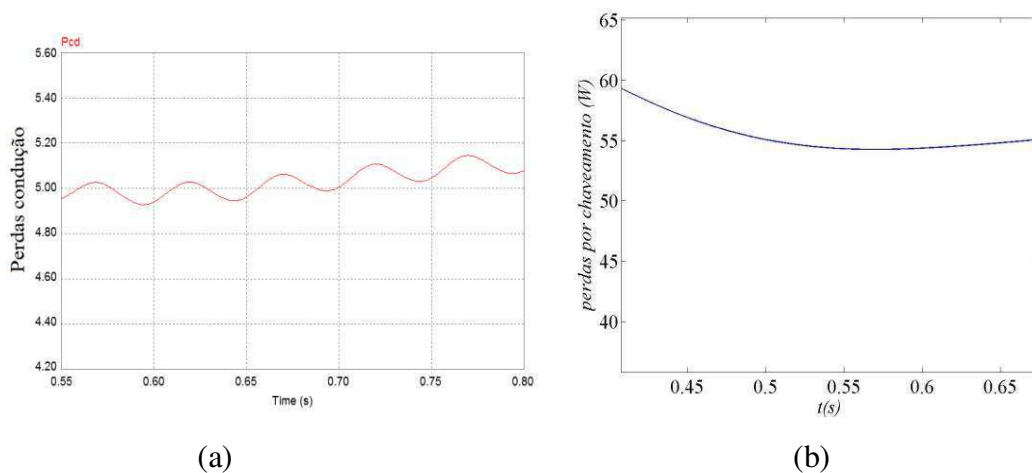


Fig. 11. Evolução das curvas de perdas nas chaves do inversor com injeção de sinal: (a) perdas por condução, (b) perdas por chaveamento.

Na Tabela 2 estão apresentados os resultados do cálculo de perdas para a operação sem injeção de sinal e para dois níveis diferentes de injeção de sinal. Nessa tabela estão exibidos os resultados para perdas por condução e perdas por chaveamento. Observa-se que há uma tendência de redução das perdas conforme se diminui o índice de modulação. A aplicação de sinal de alta frequência não implica um aumento das perdas do sistema de acionamento.

Tabela 2 - Perdas das chaves do conversor com e sem injeção de sinal.

Condição	Perdas de chaveamento(W)	Perdas de condução(W)
Sem injeção	56,38	5,11
Com injeção (40 V)	55,87	4,98
Com injeção (60 V)	55,76	4,98

6. Conclusão

Este trabalho apresentou o estudo de perdas do conversor de potência para um sistema de acionamento para um motor a ímã permanente. O objeto de estudo foi o acionamento sem sensor de posição para o motor a ímã na região em baixa velocidade. O acionamento sem sensor de posição rotórica requer a aplicação de um sinal extra a fundamental cuja corrente pode ser demodulada para extrair a informação de posição.

Com base nos resultados de simulação apresentados, pode-se concluir que a injeção de sinal de alta frequência para estimação de posição não provoca uma redução da eficiência do sistema de acionamento. Embora o conversor seja utilizado para a geração da excitação fundamental e da excitação de alta frequência não ocorre um aumento das perdas de condução e chaveamento do conversor.

Referências bibliográficas

- [1] B. K. Bose, “*Power electronics and variable frequency drives: Technology and applications*”. IEEE Press, 1997.
- [2] P. Pillay and R. Krishnan, “*Applications characteristics of permanent magnet synchronous and brushless dc motors for servo drives*”, IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 26, no. 5, pp.986-996, set/out.,1991.
- [3] H. Kim, M. C. Harke e R.D. Lorenz, “*Sensorless control of interior permanent-magnet machine drive with zero-phase lag position estimation*” IEEE Trans. on Ind. Applic., 39(6):784-789, Nov./Dec. 2003.
- [4] A. Consoli, G. Scarcella e A. Testa. “*Industry application of zero-speed sensorless control techniques for pm synchronous motors*” IEEE Trans. Ind. Applic., 37(2): pp.513-521, March/April 2001.
- [5] M.J. Corley, R.D. Lorenz, “*Rotor position and velocity estimation for a salient-pole permanent magnet synchronous machine at standstill and high speed*” IEEE Trans. on Ind. Applic., 34(4): pp.784-789, July./Aug. 1998.
- [6] P. L. Jansen, M.J. Corley, R.D. Lorenz. “*Flux, position, and velocity estimation in ac machines at zero speed via tracking of high frequency saliencies*” Proc. EPE'95, pp 154-160, 1995.
- [7] L. A. S. Ribeiro, M. C. Harke and R.D. Lorenz, “*Dynamic properties of back-emf sensorless drives*”, Conf. Rec.of the 41st IAS Annual Meeting- IAS 2006, pp. 2026-2033.
- [8] E. M. Fernandes, A. C. Oliveira, C. B. Jacobina e A. M. N. Lima. “*Comparison of hf signal injection methods for sensorless control synchronous motors*”, IEEE Applied Power Electronic Conference and Exposition - APEC 2010, 1:1984–1989, Feb. 2010.
- [9] J. A. A. Dias, “*Conversores Monofásicos-Trifásicos com Otimização de Perdas, Comparação Multicritério e Tolerância à Falha*”, Tese de Doutorado, Universidade Federal de Campina Grande, 2010.

- [10] M. C. Cavalcanti, E. R. da Silva, D. Boroyevich, W. Dong e C. B. Jacobina, “*A Feasible Loss Model for IGBT in Sof-switching Inverters*”, Conf. Rec, of the 38th PESC 2003, pp. 1845-1850.
- [11] M. C. Cavalcanti, E. R. da Silva, D. Boroyevich, W. Dong e C. B. Jacobina, “*Comparative Evaluation of Losses in Soft and Hard-Switched Inverters*”, Conf. Rec. of the 38th IAS Annual Meeting, 2003, pp. 1912-1917.
- [12] J.A. A. Dias, E C. dos Santos Jr, C. B. Jacobina, “*A Low Investment Single-phase to Three-phase Converter Operating with Reduced Losses*”, Conf. Rec. of the APEC 2010, pp. 755-760.
- [13]M. C. Cavalcante, “*Estudo de perdas em inversores alimentados por tensão pulsada no barramento de corrente contínua*”. Tese de doutorado apresentada em fevereiro de 2003, UFCG – Universidade Federal de Campina Grande, Campina Grande- PB, 2003.
- [14]J. A. A. Dias, E. C. dos Santos Jr., C. B. Jacobina , E. R. C. da Silva, “*Application of single-phase to three-phase converter motor drive systems with igbt dual module losses reduction* ””, Conf. Rec, of the COBEP 09, pp. 1155-1162.