

Acionamento e Controle do Motor Síncrono de Imãs Permanentes para Aplicação no Sistema de Tração de Veículos Elétricos

Pedro da Silveira Vianna, Rodrigo Padilha Vieira,
Cassiano Rech
Grupo de Eletrônica de Potência e Controle – GEPOC
Universidade Federal de Santa Maria – UFSM
Santa Maria, Brasil
pedrodasilveiravianna@gmail.com,
rodrigovie@gmail.com, rech.cassiano@gmail.com

Alessandro Luiz Batschauer
Núcleo de Processamento de Energia Elétrica – nPEE
Universidade do Estado de Santa Catarina – UDESC
Joinville, Brasil
alessandrobatschauer@gmail.com

Resumo— Este artigo apresenta o projeto e simulação de um sistema de acionamento para o motor síncrono de imãs permanentes. O trabalho é parte inicial de um projeto de pesquisa que tem como objetivo o desenvolvimento de uma plataforma HIL (*Hardware-in-the-Loop*) para análise e testes do sistema de tração de veículos elétricos. Nesse contexto, propõe-se a utilização de uma estrutura de controle com múltiplas malhas baseada no controle vetorial para o acionamento do motor, onde o principal objetivo é garantir um bom desempenho do sistema elétrico, que compõe o sistema de tração, frente a variações na referência. O projeto dos controladores é realizado a partir do modelo dinâmico do motor síncrono de imãs permanentes no referencial síncrono da máquina. Resultados de simulação exibem o rastreamento da referência, com e sem carga no eixo do motor.

Palavras-chave— Controle vetorial, motor síncrono de imãs permanentes, sistema de acionamento, veículos elétricos.

I. INTRODUÇÃO

A utilização da propulsão elétrica em veículos de transporte não é uma tecnologia recente, com os primeiros veículos elétricos datando da primeira metade do século XIX. Atualmente, a preocupação com questões ambientais levou a um novo interesse da indústria nos veículos elétricos como alternativa aos veículos com motores de combustão interna [1]. Apesar desses novos esforços, os problemas enfrentados hoje em dia são essencialmente os mesmos que impediram a popularização dos veículos elétricos no início do século XX. Os desafios para a comercialização massiva dos veículos elétricos são: custo inicial, comodidade no uso, consumo eficiente de energia e emissões de poluentes [1].

Em uma visão mais técnica do tema, [2] apresenta como critérios básicos para o sucesso de veículos elétricos: (i) densidade de energia, (ii) densidade de potência, (iii) vida útil e (iv) custo. Os pontos (i) e (iii) estão diretamente relacionados à tecnologia do elemento armazenador de energia. O recente desenvolvimento das baterias de lítio-íon para utilização em veículos elétricos é um importante avanço nessa área [3]. Outros avanços consideráveis estão no emprego da eletrônica de

potência e de novos tipos de motores elétricos no sistema de tração dos veículos. A utilização de conversores estáticos de potência e motores de corrente alternada na tração dos veículos atuais, quando comparados aos *drives* com motores CC dos primeiros veículos elétricos [2], qualificaram a conversão e o processamento de energia nos veículos.

O estudo destes componentes de conversão e processamento de energia do sistema de tração, com o objetivo de alcançar a melhor resposta nos quatro critérios básicos citados, requerem a realização de testes práticos. Nesse contexto, as plataformas HIL (*Hardware-in-the-Loop*) são uma alternativa à realização de testes considerados muito complexos ou dispendiosos para serem desenvolvidos na prática. De maneira geral, as plataformas HIL simulam parte ou todo o circuito de potência, com o circuito de controle real conectado ao equipamento de simulação [4]. As simulações são realizadas em tempo real com os componentes simulados apresentando comportamentos muito próximos aos dos componentes físicos [5].

A Fig. 1 ilustra uma plataforma HIL generalizada para o sistema de tração de veículos elétricos. O banco de baterias e o inversor que aciona o motor elétrico de tração são implementados com componentes reais, assim como o controlador que comanda os dispositivos semicondutores do inversor. O motor de tração, representado por M, e os componentes da transmissão mecânica são modelados em um equipamento de simulação em tempo real. Como os níveis de tensão, corrente e potência dos componentes reais são distintos dos níveis processados pelo simulador em tempo real, insere-se um amplificador de potência para realizar a adequação das grandezas. Além disso, verifica-se que a referência de velocidade é obtida a partir de um ciclo de condução padrão [6].

Considerando a necessidade de analisar e testar todos os componentes do sistema de tração dos veículos elétricos devido às diversas possibilidades para esse sistema que surgem com os avanços nas áreas de eletrônica de potência e máquinas elétricas, propõe-se o desenvolvimento de uma plataforma HIL para a realização desses estudos. Este artigo apresenta a parte inicial do trabalho realizado, que consiste na definição do sistema de acionamento a ser estudado e no projeto e validação do sistema

Os autores agradecem ao INCT-GD e aos órgãos financiadores CNPq, CAPES e FAPERGS pelo apoio financeiro (CNPq processo 465640/2014-1, CAPES processo no. 23038.000776/2017-54 e FAPERGS 17/2551-0000517-1).

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

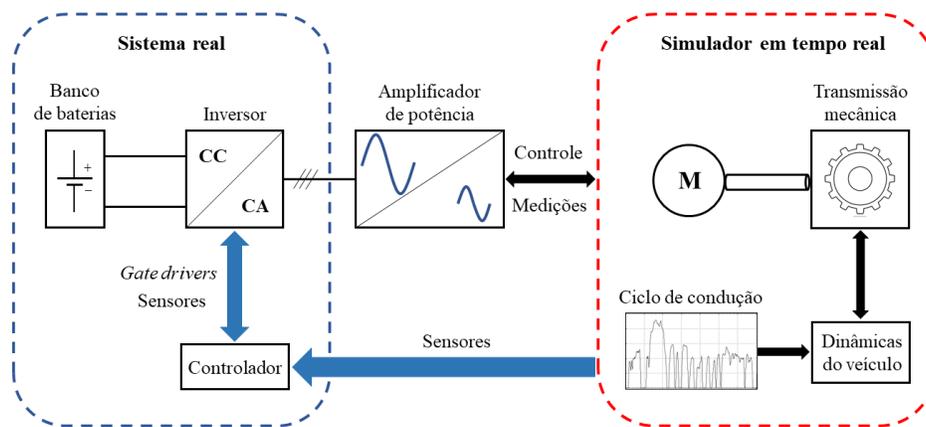


Fig. 1. Plataforma HIL para testes do sistema de tração de veículos elétricos (Fonte: Autores).

de controle para o tipo de motor elétrico a ser utilizado, com o objetivo de garantir o rastreamento da referência frente a variações na carga ou na própria referência. O artigo está organizado da seguinte forma: a seção II define o sistema estudado; na seção III a estrutura de controle e a metodologia de projeto dos controladores são apresentadas; a seção IV traz resultados de simulação para validação do projeto dos controladores; conclusões retiradas com o desenvolvimento deste trabalho são resumidas na seção V.

II. SISTEMA ESTUDADO

Nas últimas décadas, diferentes modelos comerciais ou veículos desenvolvidos somente para fins de pesquisa apresentaram diversas propostas para a arquitetura do sistema de tração de veículos elétricos [7], [8]. A Fig. 1 apresenta os principais componentes do sistema, porém outros componentes elétricos e mecânicos podem ser inseridos ou modificados.

Em [7], os autores apresentam uma classificação para o sistema de tração conforme a posição e quantidade dos motores de tração no veículo. A primeira arquitetura apresentada é baseada em uma adaptação direta dos veículos à combustão interna, com a substituição do motor de combustão interna pelo motor elétrico e a retirada da caixa de redução. Nesse caso, o motor elétrico está centralizado em relação ao veículo. Com relação às arquiteturas com mais de um motor de tração, cita-se a possibilidade de empregar dois motores de tração no mesmo eixo, um motor em cada eixo ou ainda motores *in-wheel*.

Em [8] é apresentada uma configuração com banco de baterias híbrido, o que possibilitaria mais de um barramento CC no sistema de tração, utilizando diferentes níveis de tensão e acionando diferentes motores elétricos. A arquitetura mais simples considerada em [8] também emprega somente um motor central, com o inversor realizando a interface entre banco de baterias e motor elétrico.

Como o objetivo do trabalho é desenvolver uma plataforma HIL que possa ser utilizada para testes do sistema de tração, decidiu-se considerar, inicialmente, um sistema simples que, posteriormente, possa ser complementado de forma a abranger modelos mais complexos. O sistema estudado, nesta parte inicial

do trabalho, está ilustrado na Fig. 2. O sistema é composto pelo barramento de tensão CC, que representa o banco de baterias de forma idealizada, e o inversor trifásico que aciona o motor síncrono de ímãs permanentes (PMSM – *Permanent Magnet Synchronous Motor*). Os três componentes citados compõem o circuito de potência. Além disso, verifica-se a existência do sistema de controle e da estratégia de modulação que comanda o acionamento dos dispositivos semicondutores do inversor.

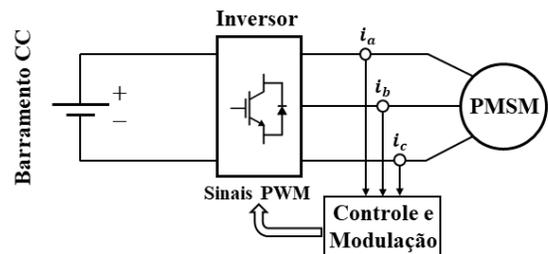


Fig. 2. Sistema de acionamento estudado (Fonte: Autores).

No contexto dos veículos elétricos, o sistema na Fig. 2 representa um sistema de tração com um único motor central, de construção convencional em contraponto aos motores *in-wheel*, mas sem considerar os componentes mecânicos do sistema. Como explicado anteriormente, na literatura essa arquitetura é considerada a mais simples possível para a utilização da propulsão elétrica em veículos. A opção pelo uso de um motor síncrono de ímãs permanentes baseia-se no fato de esse tipo de máquina apresentar alta densidade de energia e possibilitar o desenvolvimento de *drives* elétricos com maior eficiência em relação aos motores de indução [9], que representam outra opção para a tração de veículos elétricos. Além disso, o levantamento apresentado em [10] indica que, historicamente, o PMSM é o motor elétrico mais utilizado em veículos elétricos comerciais.

III. TÉCNICA DE CONTROLE

A. Estrutura do Sistema de Controle

A estrutura de controle utilizada neste trabalho para controlar a velocidade do PMSM é baseada no controle por

orientação de campo (FOC – *Field Oriented Control*). O controle vetorial foi proposto, inicialmente, para máquinas de indução no final da década de 1960 [9]. O desenvolvimento da técnica levou à aplicação em motores síncronos de ímãs permanentes [11]. Nessa técnica, o controle de velocidade é realizado a partir do controle desacoplado de fluxo magnético e torque eletromagnético, assim como em uma máquina CC.

O FOC aplicado ao motor síncrono de ímãs permanentes possui duas malhas de controle em sua estrutura convencional. A malha externa controla a velocidade mecânica do PMSM enquanto na malha interna as variáveis controladas são as correntes do estator da máquina no referencial síncrono $dq0$. A corrente de eixo direto controla a produção de fluxo, enquanto a corrente de eixo em quadratura controla o torque gerado pelo motor [12]. A transformação das grandezas da máquina para o referencial síncrono deve utilizar como ângulo de referência a posição elétrica do rotor, de forma a garantir o alinhamento do eixo de referência com o vetor de fluxo dos ímãs permanentes do PMSM [9].

A estrutura do FOC, conforme utilizada neste trabalho, está representada de maneira simplificada na Fig. 3, onde a malha interna de corrente está representada em azul e a malha externa de velocidade em preto. O símbolo ω_r representa a velocidade mecânica do rotor em radianos por segundo, enquanto i_d e i_q representam a corrente de eixo direto e de eixo em quadratura, respectivamente, em amperes. Os símbolos com sobrescrito * indicam valores de referência. Ainda, $G_d(s)$ indica a planta de corrente de eixo direto, assim como $G_q(s)$ indica a planta da corrente de eixo em quadratura e $G_\omega(s)$ a planta de velocidade. A referência de corrente de eixo direto é nula, pois os ímãs permanentes geram o fluxo nominal da máquina. A referência de corrente de eixo em quadratura é gerada pela malha externa de velocidade, com a referência de velocidade podendo ser qualquer valor desde a velocidade nula até a velocidade nominal do motor. Em simulações HIL de veículos elétricos é comum utilizar referência de torque ou de aceleração para realizar o controle, de forma a representar fielmente um veículo real [6].

Na Fig. 3 verifica-se a utilização de controladores proporcional-integral (PI). Essa escolha se deve à característica linear desses controladores e também pelo fato de atenderem os requisitos de desempenho do sistema de controle. Na figura, $PI_d(s)$ indica o controlador de corrente de eixo direto, $PI_q(s)$ o controlador de corrente de eixo em quadratura e $PI_\omega(s)$ o controlador de velocidade.

B. Projeto dos Controladores

A metodologia de projeto dos controladores PI da Fig. 3 é desenvolvida a partir de [13] e consiste na comparação do comportamento do sistema de controle em malha fechada com um sistema típico de segunda ordem em malha fechada.

1) Malha de corrente

Inicialmente, deve-se definir as funções de transferência do controlador e da planta no domínio s .

A função de transferência do controlador PI é considerada em sua forma convencional, como mostrado em (1), onde k_{pi} é

o ganho proporcional e k_{ii} o ganho integral do controlador para a malha em questão.

$$PI_i(s) = k_{pi} + \frac{k_{ii}}{s} \quad (1)$$

A função de transferência da planta é obtida a partir do modelo dinâmico do PMSM em referencial síncrono $dq0$, que pode ser encontrado em [9], considerando os termos de acoplamento entre eixos e os termos dependentes da velocidade como distúrbios. Pode-se generalizar a indutância do estator para que a planta obtida seja válida tanto para o eixo direto como para o eixo em quadratura. A partir da equação dinâmica de corrente do estator, aplicando a transformada de Laplace com condições iniciais nulas, obtém-se:

$$G_i(s) = \frac{I}{V} = \frac{1/L}{s+R_s/L} \quad (2)$$

onde V representa a tensão do estator, I representa a corrente do estator, R_s representa a resistência dos enrolamentos do estator e L representa a indutância do estator. Com exceção da resistência, todos esses parâmetros devem ser especificados para um dos eixos do referencial síncrono.

O comportamento do sistema em malha fechada com realimentação unitária pode ser descrito por:

$$G_{MFi}(s) = \frac{PI_i(s)G_i(s)}{1+PI_i(s)G_i(s)} \quad (3)$$

onde $G_{MFi}(s)$ representa a função de transferência do sistema em malha fechada. Substituindo (1) e (2) em (3) e equacionando, obtém-se:

$$G_{MFi}(s) = \frac{\frac{k_{pi}}{L}s + \frac{k_{ii}}{L}}{s^2 + \frac{k_{pi}+R_s}{L}s + \frac{k_{ii}}{L}} \quad (4)$$

Para fins de projeto é comum considerar $k_{pi} \gg R_s$. Dessa forma, o sistema de segunda ordem em (4) pode ser aproximado por um sistema típico de segunda ordem, como aquele em (5).

$$G_{MFi}(s) = \frac{\omega_i^2}{s^2 + 2\xi_i\omega_i s + \omega_i^2} \quad (5)$$

Em (5), ξ_i representa o coeficiente de amortecimento e ω_i representa a frequência natural não amortecida. Ambos os parâmetros estão relacionados ao sistema em malha fechada. Comparando (4) e (5), os ganhos do controlador PI de corrente podem ser projetados conforme (6) e (7).

$$k_{pi} = 2\xi_i\omega_i L - R_s \quad (6)$$

$$k_{ii} = \omega_i^2 L \quad (7)$$

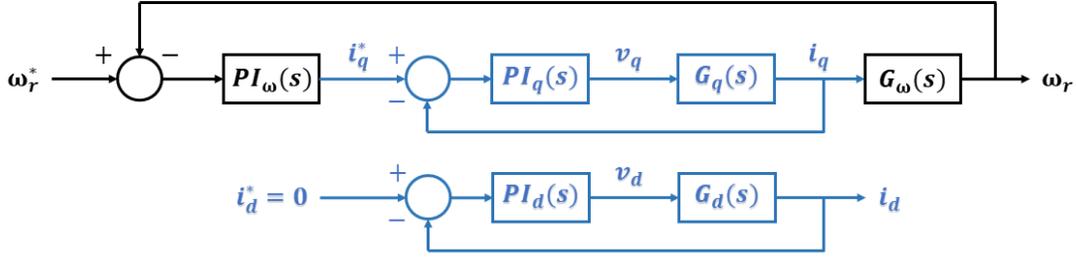


Fig. 3. Estrutura do sistema de controle (Fonte: Autores).

Verifica-se que os ganhos dependem dos parâmetros do estator da máquina e das escolhas de projeto para o coeficiente de amortecimento e para a frequência natural não amortecida. Ainda, como a indutância L varia conforme o eixo do referencial síncrono que está sendo considerado, os ganhos do controlador de corrente de eixo direto serão diferentes dos ganhos do controlador de corrente de eixo em quadratura, mesmo que o coeficiente de amortecimento e a frequência natural não amortecida sejam iguais em ambos os casos.

2) Malha de velocidade

A função de transferência do controlador PI de velocidade também segue o padrão apresentado para a malha interna:

$$PI_{\omega}(s) = k_{p\omega} + \frac{k_{i\omega}}{s} \quad (8)$$

onde $k_{p\omega}$ é o ganho proporcional e $k_{i\omega}$ o ganho integral do controlador.

A função de transferência da planta de velocidade é obtida a partir da equação dinâmica que modela o comportamento mecânico do PMSM, obtida em [9]. Aplicando a transformada de Laplace e considerando as condições iniciais nulas, obtém-se a função de transferência para a planta de velocidade:

$$G_{\omega}(s) = \frac{\omega_r}{T_e} = \frac{1/J}{s+B_n/J} \quad (9)$$

onde B_n representa o coeficiente de atrito viscoso, J representa o momento de inércia do eixo da máquina e T_e o torque eletromagnético gerado pelo motor. O torque de carga é desconsiderado.

Com o controlador descrito por (8) e a planta por (9), a função de transferência do sistema em malha fechada com realimentação unitária, $G_{MF\omega}(s)$, pode ser obtida por analogia ao caso anterior:

$$G_{MF\omega}(s) = \frac{\frac{k_{p\omega}}{J}s + \frac{k_{i\omega}}{J}}{s^2 + \frac{k_{p\omega} + B_n}{J}s + \frac{k_{i\omega}}{J}} \quad (10)$$

Considerando $k_{p\omega} \gg B_n$, o sistema de segunda ordem em (10) pode ser aproximado pelo sistema típico de segunda ordem:

$$G_{MF\omega}(s) = \frac{\omega_{\omega}^2}{s^2 + 2\xi_{\omega}\omega_{\omega}s + \omega_{\omega}^2} \quad (11)$$

onde ξ_{ω} representa o coeficiente de amortecimento e ω_{ω} a frequência natural não amortecida para o sistema em malha fechada. Os ganhos do controlador são projetados em função desses parâmetros e dos parâmetros mecânicos do motor:

$$k_{p\omega} = 2\xi_{\omega}\omega_{\omega}J - B_n \quad (12)$$

$$k_{i\omega} = \omega_{\omega}^2J \quad (13)$$

IV. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

O sistema da Fig. 2 foi simulado no software MATLAB®/Simulink® com o sistema de controle da Fig. 3 e modulação PWM (*Pulse-Width Modulation*) convencional. Os parâmetros do PMSM simulado são apresentados na Tabela I. O motor possui ímãs internos ao rotor e potência nominal de 11 kW, sendo adequado para utilização em veículos leves.

TABELA I. PARÂMETROS DO PMSM SIMULADO

Parâmetro	Valor
Potência nominal	11 kW
Velocidade nominal	1800 rpm
Torque nominal	58,4 N.m
Tensão nominal	380 V
Corrente nominal	19,2 A
Resistência do estator (R_s)	0,5 Ω
Indutância de eixo direto do estator (L_d)	20,1 mH
Indutância de eixo em quadratura do estator (L_q)	40,9 mH
Constante de fluxo dos ímãs permanentes	0,51263 V.s
Número de pares de polos	3
Momento de inércia do eixo (J)	0,03877 kg.m ²
Coefficiente de atrito viscoso (B_n)	0,0194 N.m.s

O barramento CC é definido em 700 V. A frequência de comutação do inversor é definida em 10 kHz, faixa comum para acionamento de máquinas. A malha interna de corrente deve possuir largura de banda menor que a frequência de comutação do inversor, assim como a malha externa de velocidade deve ser mais lenta que a malha interna. A partir disso, e considerando coeficiente de amortecimento de 0,8 para as três malhas, configurando sistemas sub-amortecidos, os ganhos projetados para os controladores são exibidos na Tabela II. Os subscritos d e q indicam que os ganhos estão relacionados à malha de corrente de eixo direto e à malha de corrente de eixo em quadratura, respectivamente.

TABELA II. GANHOS DOS CONTROLADORES PROJETADOS

Ganho	Valor
k_{pd}	39,5
k_{id}	31094,473
k_{pq}	80,893
k_{iq}	63271,837
$k_{p\omega}$	0,5735
$k_{i\omega}$	3,5421

A. Controle de Corrente

Inicialmente, somente a malha interna de controle de corrente é testada. Para isso, exclui-se a malha externa de velocidade da Fig. 3 e aplica-se uma referência de corrente de eixo em quadratura que varia entre ± 1 a cada 1 segundo, de modo a não ultrapassar a velocidade nominal da máquina. Esse controle de corrente de eixo em quadratura equivale ao controle do torque eletromagnético produzido pelo PMSM, devido à relação de proporcionalidade entre essas grandezas na máquina em estudo [9]. A Fig. 4 exibe o rastreamento das referências de corrente e o comportamento da velocidade do motor.

É possível verificar, na Fig. 4, uma ondulação em alta frequência nas componentes de corrente causada pela dinâmica do inversor. Além disso, as variações abruptas na corrente de eixo em quadratura geram picos de corrente na componente de eixo direto devido ao acoplamento entre eixos, desconsiderado no projeto dos controladores.

O correto rastreamento da referência de corrente na Fig. 4 valida o projeto dos controladores da malha interna, possibilitando o controle do torque eletromagnético produzido pela máquina.

B. Controle de Velocidade

Em um segundo momento, realiza-se o controle de velocidade do PMSM com a variação da referência ω_r^* na estrutura de controle da Fig. 3. Aplica-se uma referência em rampa que acelera a máquina de 0 a 70 rad/s, iniciando no instante de 0,2 segundo. Em 1,7 segundo de simulação, a referência de velocidade é reduzida em degrau para 50 rad/s. A Fig. 5 exibe o rastreamento da referência de velocidade, assim como o rastreamento das referências de corrente.

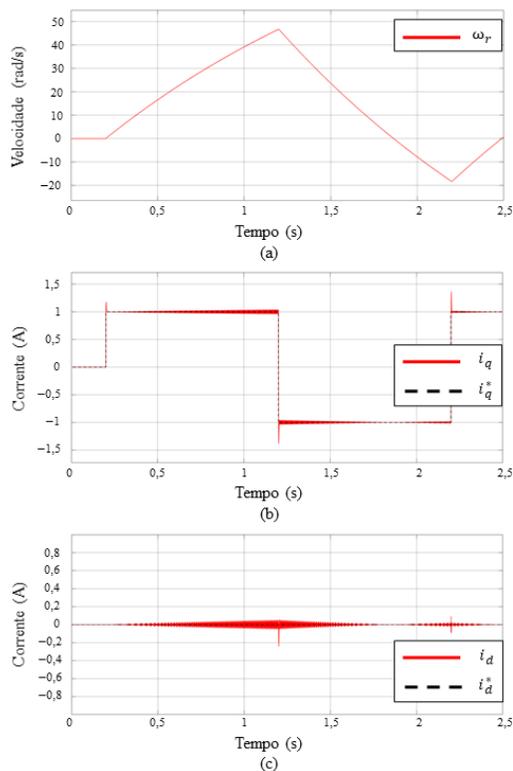


Fig. 4. Controle de corrente: (a) velocidade mecânica, (b) corrente de eixo em quadratura e referência e (c) corrente de eixo direto e referência (Fonte: Autores).

Com a finalidade de testar a robustez do controle projetado, aplica-se uma carga de 10 N.m no eixo do motor no instante de 2 segundos de simulação, após a velocidade estabilizar em 70 rad/s. A Fig. 6 exibe o instante de inserção da carga. Verifica-se que após breve transitório, de aproximadamente meio segundo, a velocidade volta a rastrear a referência. A corrente de eixo em quadratura aumenta de valor para compensar o torque de carga.

Em ambos os resultados, na Fig. 5 e na Fig. 6, o controle de velocidade apresenta rápida resposta transitória e rastreamento da referência com erro mínimo em regime permanente, validando o projeto do controlador da malha externa.

V. CONCLUSÃO

Neste artigo foram apresentados os estudos iniciais para o desenvolvimento de uma plataforma HIL para análise e testes do sistema de tração de veículos elétricos, consistindo na definição da arquitetura do sistema estudado e o projeto do controle. A partir da revisão bibliográfica introdutória confirma-se a importância da pesquisa no tema de veículos elétricos, especialmente em relação ao consumo eficiente de energia e ao desempenho da propulsão elétrica. Nesse contexto, as simulações HIL surgem como opção para a realização dos testes necessários ao reproduzir fielmente o comportamento dos componentes reais. Com o objetivo de desenvolver a plataforma HIL sem envolver grande complexidade inicial, define-se como objeto de estudo um sistema de tração com um único motor central, no qual o circuito de potência para o acionamento desse motor de tração é composto pelo barramento CC e pelo inversor.

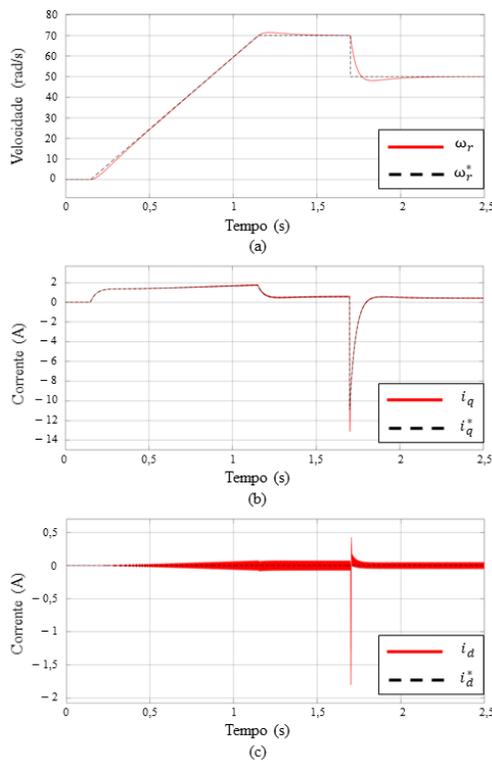


Fig. 5. Controle de velocidade sem carga: (a) velocidade mecânica e referência, (b) corrente de eixo em quadratura e referência e (c) corrente de eixo direto e referência (Fonte: Autores).

O projeto do sistema de controle é validado pelos resultados de simulação, onde pode-se verificar o correto rastreamento da referência de velocidade e de corrente, mesmo com variação de carga no eixo do motor síncrono de ímãs permanentes. Com o funcionamento satisfatório do sistema de acionamento e do controle projetado pode-se dar sequência ao desenvolvimento da plataforma HIL.

REFERÊNCIAS

- [1] C. C. Chan, "The rise & fall of electric vehicles in 1828–1930: lessons learned [scanning our past]," *Proceedings of the IEEE*, vol. 101, no. 1, pp. 206–212, Jan. 2013.
- [2] E. Hesla, "Electric propulsion [history]," *IEEE Industry Applications Magazine*, vol. 15, no. 4, pp. 10–13, July–Aug. 2009.
- [3] B. Sarlioglu, C. T. Morris, D. Han, and S. Li, "Driving toward accessibility: a review of technological improvements for electric machines, power electronics, and batteries for electric and hybrid vehicles," *IEEE Industry Applications Magazine*, vol. 23, no. 1, pp. 14–25, Jan.–Feb. 2017.
- [4] K. S. Amitkumar, R. Thike, and P. Pillay, "Linear amplifier-based power-hardware-in-the-loop emulation of a variable flux machine," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 55, no. 5, pp. 4624–4632, Sept.–Oct. 2019.
- [5] T. Strasser *et al.*, "Real-time simulation technologies for power systems design, testing, and analysis," *IEEE Power and Energy Technology Systems Journal*, vol. 2, no. 2, pp. 63–73, June 2015.

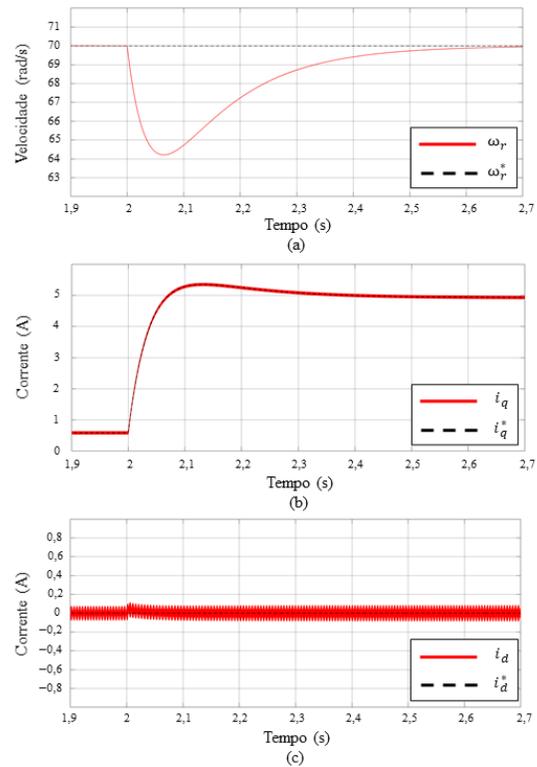


Fig. 6. Controle de velocidade com carga: (a) velocidade mecânica e referência, (b) corrente de eixo em quadratura e referência e (c) corrente de eixo direto e referência (Fonte: Autores).

- [6] G. Mohan, F. Assadian, and S. Longo, "Comparative analysis of forward-facing models vs backward-facing models in powertrain component sizing," presented at the IET Hybrid and Electric Vehicles Conference 2013 (HEVC 2013), Londres, RU, Nov. 6–7, 2013.
- [7] G. Wu, X. Zhang, and Z. Dong, "Powertrain architectures of electrified vehicles: review, classification and comparison," *Journal of The Franklin Institute*, vol. 352, no. 2, pp. 425–448, Feb. 2015.
- [8] T. Nemeth, A. Bubert, J. N. Becker, R. W. De Doncker, and D. U. Sauer, "A simulation platform for optimization of electric vehicles with modular drivetrain topologies," *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 4, no. 4, pp. 888–900, Dec. 2018.
- [9] R. Krishnan, *Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives*. Boca Raton, EUA: CRC Press, 2010.
- [10] A. M. Bazzi, Y. Liu, and D. S. Fay, "Electric machines and energy storage: over a century of technologies in electric and hybrid electric vehicles," *IEEE Electrification Magazine*, vol. 6, no. 3, pp. 49–53, Sept. 2018.
- [11] P. Pillay and R. Krishnan, "Control characteristics and speed controller design for a high performance permanent magnet synchronous motor drive," presented at the 1987 IEEE Power Electronics Specialists Conference, Blacksburg, EUA, June 21–26, 1987.
- [12] C. M. Ong, *Dinamic Simulation of Electric Machinery Using Matlab®/Simulink*. Hoboken, EUA: Prentice Hall, 1997.
- [13] T. S. Gabbi, "Controle por modos deslizantes e observador de distúrbios aplicados ao motor síncrono de ímãs permanentes," Mestrado em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, Brasil, 2015.