

Controle IP de Velocidade de uma Máquina Síncrona de Ímãs Permanentes Aplicada à Propulsão Aeronáutica

Otávio R. Gomes*, Edimundo J. Campos**,
Saulo O. Nascimento*, Manuel A. Rendón**,
Márcio C. B. P. Rodrigues***, Pedro S. Almeida*,
Janaína G. Oliveira*.

* Grupo de Conversão Eletromecânica de Energia (GCEME),
Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade
Federal de Juiz de Fora (UFJF), MG

** Grupo de Conversão Eletromecânica de Energia (GCEME),
Faculdade de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Juiz de
Fora (UFJF), MG

*** Grupo de Conversão Eletromecânica de Energia (GCEME),
Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Sudeste de
Minas Gerais (IF Sudeste MG), Campus Juiz de Fora, MG

E-mail: otavio.rodrigues@engenharia.ufjf.br;
edimundo.campos@engenharia.ufjf.br;
oliveira.saulo@engenharia.ufjf.br; manuel.rendon@ufjf.edu.br;
marcio.carmo@ifsudestemg.edu.br; pedro.almeida@ufjf.edu.br;
janaina.oliveira@ufjf.edu.br.

Abstract: This paper presents the dynamic model of a permanent magnet synchronous machine and the designs of integral-proportional (IP) controllers for current and speed regulation are developed. The IP controller has a different distribution of the proportional and integral portions in the control loops and, unlike the traditional PI controller, it does not add a zero in the closed loop transfer function. A direct implication is in the transient response of the control variables. In addition, the permanent magnet synchronous machine EMRAX 228 is considered, and simulation results are presented to validate the model of the machine on focus.

Resumo: Neste trabalho é apresentado o modelo dinâmico de uma máquina síncrona de ímãs permanentes e são desenvolvidos os projetos de controladores do tipo integral-proporcional (IP) para regulação de corrente e velocidade. O controlador IP dispõe de uma distribuição diferente das parcelas proporcional e integral nas malhas de controle e, diferentemente do controlador PI tradicional, não adiciona zero na função de transferência de malha fechada. Uma implicação direta está na resposta transitória das variáveis de controle. Ademais, considera-se a máquina síncrona de ímãs permanente EMRAX 228, e apresentam-se resultados de simulação para validação do modelo da máquina em questão.

Keywords: permanent magnets synchronous machine; controller design; current control; speed control; aeronautical propulsion.

Palavras-chaves: máquina síncrona de ímãs permanentes; projeto de controlador; controle de corrente; controle de velocidade; propulsão aeronáutica.

1. INTRODUÇÃO

Nos últimos anos as discussões acerca da redução das emissões de gases de efeito estufa têm ganhado bastante notoriedade e importância. Conferências e encontros internacionais têm sido responsáveis por levantar questões e traçar metas em prol do desenvolvimento sustentável e da redução destes gases na atmosfera. Iniciativas promovidas por governos e instituições têm sido capazes não apenas de conscientizar as pessoas como, também, influenciar os paradigmas industriais e alavancar pesquisas com este viés.

O setor de transporte depara-se com uma pressão crescente para que se torne mais sustentável. O apelo tem refletido na tendência de integração entre máquinas elétricas (ME) e motores a combustão interna (MCI) em sistemas de propulsão, colocando-se como uma solução para a melhora da eficiência destes veículos e conseqüente redução das emissões de gases de efeito estufa (Frosina et al., 2018). Esta integração é denominada como sistema de propulsão híbrido-elétrica (Hung and Gonzalez, 2012).

Entre os diferentes tipos de máquinas disponíveis no mercado, as máquinas síncronas de ímãs permanentes (MSIP)

destacam-se pela facilidade de acionamento e controle, ótima regulação de velocidade em ampla faixa de operação, alta eficiência e maior densidade de potência (Ehsani et al., 2004). Tais características das MSIPs despertam grande interesse em aplicações embarcadas, como na propulsão de veículos elétricos e híbridos, e na indústria aeroespacial (Ehsani et al., 2004; Xia, 2012; Ganey, 2014).

As estratégias de acionamento e controle de máquinas elétricas são essenciais em suas aplicações, pois permitem regular a corrente de partida dos motores, velocidade e frenagem, sendo úteis também na proteção elétrica e mecânica do motor. Através da regulação dos parâmetros elétricos da máquina como corrente e tensão torna-se possível o controle de torque e velocidade.

Diferentemente de aplicações industriais, a utilização de máquinas em veículos elétricos, por exemplo, podem requerer partidas e paradas frequentes, variações de aceleração e desaceleração, além de ampla faixa de operação e, por isso, a escolha de uma estratégia de controle é de extrema importância (Ehsani et al., 2004).

Este artigo tem o objetivo de apresentar um sistema de acionamento e controle de uma MSIP utilizando-se malhas de controle integral-proporcional (IP) para a regulação da velocidade de rotação. Diferentemente do controlador proporcional-integral (PI) tradicional, o controlador IP não insere zeros nas funções de transferência de malha fechada (Bouchakour et al., 2015). Uma consequência direta da nova disposição entre as parcelas proporcional e integral do controlador está na resposta do sistema em regime transitório.

Este artigo organiza-se da seguinte forma: a Seção 2 apresenta o sistema híbrido-elétrico do qual a máquina e seu *driver* de acionamento fazem parte, a modelagem matemática da MSIP, a implementação das malhas de controle de corrente e velocidade e o filtro utilizado para melhoria das correntes de fase; na Seção 3 são apresentados os principais resultados de simulações e aqueles obtidos em bancada que permitem validar os sensores envolvidos; e, por fim, na Seção 4 são feitas as considerações finais acerca dos experimentos desenvolvidos e do projeto em desenvolvimento na Universidade Federal de Juiz de Fora (UFJF).

2. METODOLOGIA

Esta seção dedica-se a uma breve apresentação do sistema de propulsão híbrido-elétrica e do modelo matemático da MSIP no eixo de coordenadas síncronas $d-q$. Em seguida, serão apresentadas as malhas de controle e o processo de sintonia dos controladores e, por fim, será abordada a necessidade de utilização de um filtro de linha na saída do inversor.

2.1 Descrição do Sistema

A Figura 1 apresenta o esquema de um sistema híbrido-elétrico na topologia série. Neste, uma turbina à gás aciona um gerador elétrico acoplado a um retificador trifásico que, em conjunto com um banco de baterias, alimenta o barramento CC do circuito conectado a um motor elétrico responsável pela propulsão do sistema. A aplicação

em questão é voltada à propulsão aeronáutica e, neste trabalho, será dado foco ao conjunto inversor trifásico e MSIP.

O conjunto básico de acionamento de uma MSIP conta com uma fonte de alimentação em corrente contínua (CC) e um inversor, como mostrado na Figura 1.

Durante a motorização, o conversor eletrônico é responsável por modular os sinais de tensão nos terminais de fase da máquina, estabelecendo o fluxo de corrente nos enrolamentos do estator que, por sua vez, gera um campo eletromagnético que interage com o campo magnético dos ímãs permanentes do rotor, provocando o torque e a rotação da máquina.

O sistema físico é controlado por um processador digital de sinais (DSP, do inglês *Digital Signal Processor*), responsável pela aquisição das variáveis de controle como correntes de fase, posição angular do rotor e tensão no barramento CC. Em posse dos valores medidos, o controlador irá regular os níveis de tensão aplicados nos terminais de fase do motor através de uma técnica de modulação por largura de pulso (PWM, do inglês *Pulse Width Modulation*), que irá determinar os períodos de condução e bloqueio dos dispositivos semicondutores do inversor.

2.2 Máquina Síncrona de Ímãs Permanentes

A MSIP considerada neste trabalho trata-se do modelo EMRAX 228 para alta tensão (AT). A Tabela 1 apresenta os seus principais parâmetros que serão utilizados no modelo matemático e no projeto dos controladores.

Tabela 1. Parâmetros da MSIP EMRAX 228 (AT) e do *drive* de acionamento.

Símbolo	Nome	Valor
R_s	Resistência de fase	18 m Ω
L_d	Indutância de eixo direto	175 μ H
L_q	Indutância de eixo quadratura	180 μ H
Z_p	Número de pares de polos	10
J_m	Inércia da máquina	0,0421 Kg.m ²
B_v	Coefficiente de viscosidade	0,005 N.m.s
ϕ_{pm}	Fluxo magnético axial	0,0542 V.s
V_{CC}	Barramento CC	670 V
f_{ch}	Frequência de comutação	16000 Hz

A modelagem da MSIP pode ser desenvolvida nos eixos de coordenadas síncronas $d-q$, que permitem transformar as correntes trifásicas senoidais da máquina em correntes bifásicas estacionárias. Uma das vantagens da técnica é a de utilizar controladores mais simples e reduzir o número de malhas de controle. Em Wang et al. (2015) é desenvolvida a modelagem da MSIP cujas equações diferenciais que a descrevem são apresentadas em (1).

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = \frac{1}{L_d}(v_d - R_s i_d + \omega_e L_q i_q) \\ \frac{di_q}{dt} = \frac{1}{L_q}(v_q - R_s i_q - \omega_e L_d i_d - \omega_e \phi_{pm}) \\ \frac{d\omega_e}{dt} = \frac{Z_p}{J_m}(T_e - \frac{B_v}{Z_p} \omega_e - T_{carga}) \end{cases} \quad (1)$$

sendo o torque elétrico (T_e) expresso por

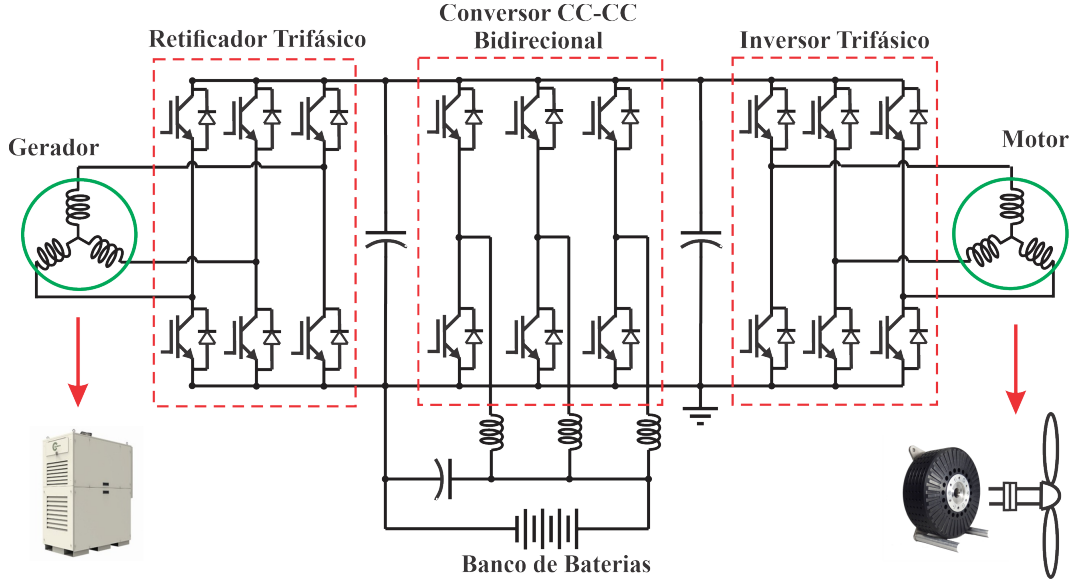


Figura 1. Diagrama esquemático do sistema de propulsão híbrido-elétrico considerado.

$$T_e = \frac{3}{2} Z_p [\phi_{pm} i_q + (L_d - L_q) i_d i_q], \quad (2)$$

onde i_d e i_q são as correntes de fase, v_d e v_q as tensões no estator, ω_e a velocidade elétrica e T_{carga} o torque da carga conectada ao eixo da máquina.

Devido a uma característica construtiva da MSIP em questão, de baixíssima saliência ($L_d \approx L_q$), pode-se considerar $L_d = L_q$, simplificando (2) a

$$T_e = \frac{3}{2} Z_p \phi_{pm} i_q. \quad (3)$$

Dessa forma, pode-se concluir que o torque da máquina relaciona-se, exclusivamente, com a corrente de eixo em quadratura.

Conhecendo-se o modelo matemático da máquina torna-se possível iniciar o projeto dos controladores.

2.3 Malhas de Controle

A malha de controle principal trata da regulação das correntes nos eixos de coordenadas síncronas d - q . Cada eixo será regulado por uma malha de controle como a representada no diagrama de blocos da Figura 2, cuja representação em função de transferência de malha fechada é dada por (4).

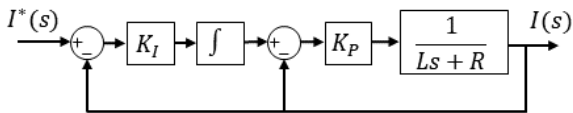


Figura 2. Malha IP de controle de corrente.

$$G_{MF,i}(s) = \frac{\frac{K_P K_I}{L}}{s^2 + \frac{R + K_P}{L} s + \frac{K_P K_I}{L}}. \quad (4)$$

É interessante observar que o controlador IP não adiciona zero à função de transferência de malha fechada $G_{MF,i}$,

o que aconteceria com o controlador PI tradicional, representado por (5). Uma implicação direta do zero adicionado pelo controlador PI a um sistema de primeira ordem é a aceleração de sua resposta, o que normalmente provoca oscilação no regime transitório (Bouchakour et al., 2015).

$$G_{MF,i(PI)}(s) = \frac{\frac{K_{P,1}}{L} s + \frac{K_{I,1}}{L}}{s^2 + \frac{R + K_{P,1}}{L} s + \frac{K_{I,1}}{L}}. \quad (5)$$

Uma das possíveis formas de sintonizar o controlador é igualá-lo à forma canônica de um sistema de segunda ordem (6).

$$G(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}. \quad (6)$$

Definindo-se um coeficiente de amortecimento (ζ) e um tempo de acomodação (T_s), determina-se a frequência natural (ω_n) do sistema e, conseqüentemente, os ganhos proporcional (K_P) e integral (K_I) da malha de controle de corrente (Nise, 2010).

Em decorrência da característica construtiva da MSIP verificou-se que a corrente de eixo direto não contribui no torque gerado pela máquina. Dessa forma, a malha de eixo direto possui referencial nulo de tal forma a maximizar o torque que relaciona-se com a corrente de eixo em quadratura. Por isso, externamente à malha de controle da corrente de eixo em quadratura será adicionada uma malha para o controle da velocidade.

De uma maneira geral, a malha de controle interna possui uma resposta dinâmica mais rápida que a externa, ou seja, malha de corrente possui uma resposta dinâmica bem mais rápida do que a de velocidade. Dependendo do quão rápido for essa resposta, a malha interna pode ser simplificada e, dessa forma, ser tratada como uma constante. O ganho de (4) em regime permanente, $G_{MF,i}(0)$, é unitário e, portanto, a malha interna de corrente será tratada como um ganho unitário para realização do projeto do controlador de velocidade. Dessa forma, o diagrama de blocos da malha

de controle de velocidade pode ser representado como na Figura 3.

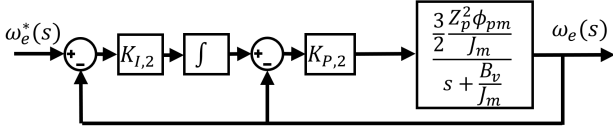


Figura 3. Malha IP de controle de velocidade simplificada.

A função de transferência em malha fechada é dada por:

$$G_{MF,\omega} = \frac{K_{P,2}K_{I,2}b}{s^2 + (a + K_{P,2}b)s + K_{P,2}K_{I,2}b}, \quad (7)$$

onde $a = \frac{B_v}{J_m}$ e $b = \frac{3}{2} \frac{Z_p^2 \phi_{pm}}{J_m}$.

Analogamente, igualando-se à forma canônica (6), definindo-se coeficiente de amortecimento (ζ) e frequência natural (ω_n), determina-se os ganhos proporcional ($K_{P,2}$) e integral ($K_{I,2}$) do controlador de velocidade.

A partir dos modelos e derivações apresentados previamente, foram obtidos os seguintes ganhos para os controladores das malhas de corrente e velocidade, respectivamente, como pode ser visto na Tabela 2.

Tabela 2. Parâmetros dos controladores.

Constante	Valor
K_P	1,42 V/A
K_I	3164,56 s ⁻¹
$K_{P,2}$	0,2065 A.s
$K_{I,2}$	10,03 rad ⁻¹

Para a malha de corrente, considerou-se o coeficiente de amortecimento $\zeta = 0,8$ e tempo de assentamento $T_s = 1$ ms, obtendo-se $\omega_n = 5000$ rad/s. E, para a malha de velocidade, $\zeta = 1$ e $T_s = 0,2$ s, obtendo-se $\omega_n = 20$ rad/s. Estes valores permitiram calcular os ganhos apresentados na Tabela 2.

2.4 Filtro de saída RLC

Motores que possuem baixa indutância acionados por conversores eletrônicos impõem desafios extras em função da elevada ondulação das correntes drenadas. Uma alternativa a este desafio é elevar a frequência de comutação (Valle, 2017).

O modelo da MSIP adotado neste trabalho apresenta como características valores de resistência (18 mΩ) e indutância (180 μH) que, à tensão nominal, requerem uma frequência de chaveamento bem maior que a adotada pelo projeto para possuir níveis aceitáveis de *ripple* de corrente.

Em função da limitação imposta pelo *driver* dos módulos de IGBTs (*Insulated Gate Bipolar Transistor*), que limitou a frequência de chaveamento a 16 kHz, houve a necessidade de adoção de um filtro de linha para atenuação do *ripple* de corrente.

Na literatura é possível encontrar diferentes topologias de filtros em aplicações envolvendo MSIP (Sozer et al., 2000; Khowja et al., 2016; Kenny and Santiago, 2004). A adoção de filtros pode ser necessária para reduzir os

esforços provocados pelas variações de tensão dv/dt nos enrolamentos do motor em função da frequência de chaveamento e reduzir o *ripple* de corrente quando a indutância da máquina é baixa (Kenny and Santiago, 2004).

Em Sozer et al. (2000) é proposta uma topologia de filtro para *drives* PWM de MSIP, representada na Figura 4.

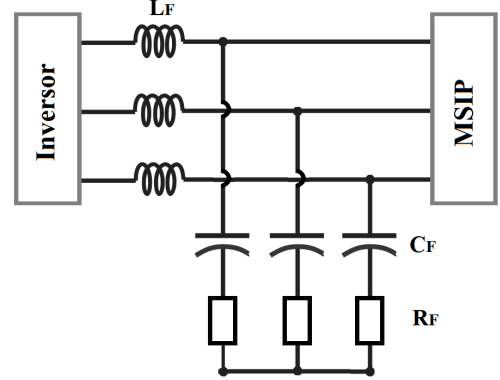


Figura 4. Filtro RLC.

A frequência de corte (f_c) é definida por:

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_f C_f}}, \quad (8)$$

onde L_f e C_f são, respectivamente, a indutância e capacitância de cada fase do filtro.

O valor máximo do capacitor (C_f) é determinado de tal forma que o filtro não interfira na malha de controle. Sendo f_m a frequência máxima que a malha de controle é capaz de rejeitar, a capacitância pode ser determinada por:

$$C_f \leq \sqrt{\frac{1}{(2\pi f_m)^2 L_m}}. \quad (9)$$

Determinando-se uma capacitância que respeite a condição anterior, é possível determinar a indutância do filtro a partir de (8) para determinada uma frequência de corte.

O resistor série com o capacitor é determinado por:

$$R_f = \sqrt{\frac{4L_f}{C_f}}. \quad (10)$$

Dessa forma, os valores determinados do filtro para uma frequência de corte de 1200 Hz estão dispostos na Tabela 3.

Tabela 3. Parâmetros do filtro RLC.

Elemento	Valor
R_f	2,65 Ω
L_f	176 μH
C_f	100 μF

A próxima seção apresentará os resultados dos controladores propostos adicionados ao filtro e alguns resultados preliminares obtidos em laboratório.

3. RESULTADOS

Nesta seção são apresentados os resultados obtidos por meio de simulações computacionais e de teste em laboratório.

3.1 Resultados de Simulação

Conforme apresentado na seção anterior, o controlador IP não adiciona zero à função de transferência $G_{MF,i}(s)$, o que aconteceria com a adoção de um controlador PI tradicional. Como na prática os ganhos proporcional e integral de ambos os controladores são determinados através do mesmo processo – igualando a função de transferência de malha fechada com a forma canônica de um sistema de segunda ordem –, as análises seguintes visam verificar o comportamento da malha de corrente frente à utilização de ambos os controladores.

A Figura 5 mostra as respostas transitórias destes controladores para uma referência de corrente em degrau. Observa-se que a resposta dinâmica do controlador IP apresenta um tempo de subida maior, porém um menor sobressinal. Ambos os casos apresentam aproximadamente o mesmo tempo de acomodação.

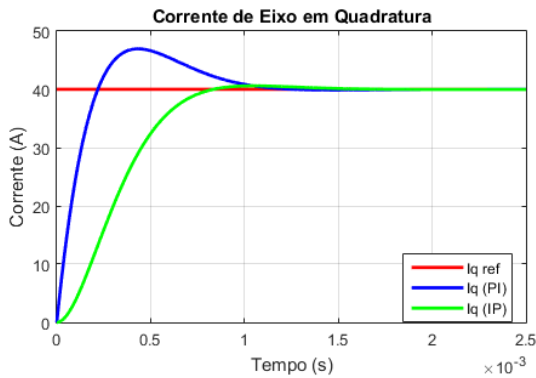


Figura 5. Resposta transitória para variação em degrau da referência da corrente i_q .

Na Figura 6 tem-se o comportamento dinâmico da malha de controle de corrente para uma referência em rampa. Novamente, o controlador IP apresenta menor sobressinal.

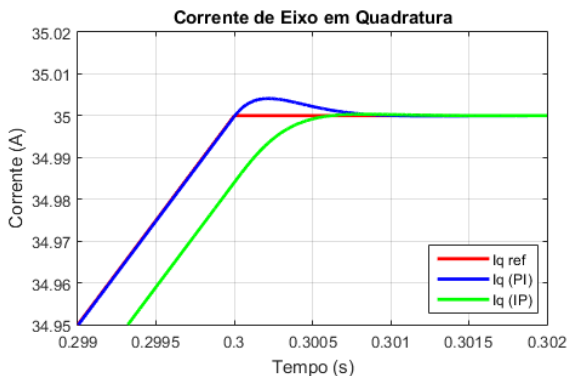


Figura 6. Resposta transitória para variação em rampa da referência da corrente i_q .

É válido ressaltar que ambos os controladores utilizam os mesmos coeficientes de amortecimento e frequência natu-

ral. Portanto, mesmo que os controladores possuam ganhos diferentes, os denominadores das funções de transferência de malha fechada são iguais. Os controladores diferenciam-se pela disposição das parcelas proporcional e integral na malha de controle. O zero adicionado pelo controlador PI tradicional acelera a resposta do sistema implicando um maior sobressinal, conforme visualizado nas figuras anteriores.

Após determinar a escolha do controlador IP e de seus ganhos conforme apresentado na metodologia deste trabalho, deu-se início às simulações computacionais do sistema de acionamento da MSIP. Os resultados que se seguem foram obtidos através de ensaios utilizando o *software* MATLAB/Simulink, cujo modelo é mostrado na Figura 7. Foi considerado um passo de simulação de 1×10^{-6} s.

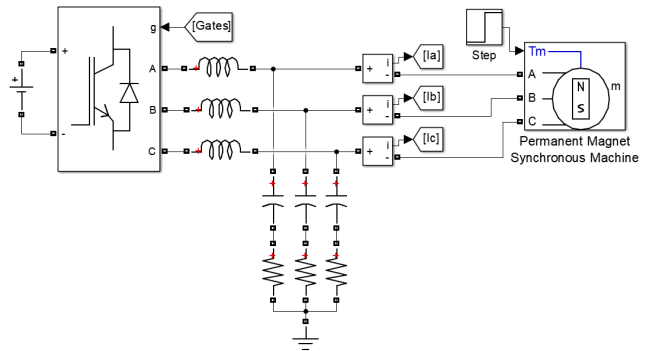


Figura 7. Modelo de simulação no MATLAB/Simulink.

Nesta fase foi considerado um cenário no qual o motor, inicialmente com uma carga em seu eixo de 10 Nm, recebe uma referência de velocidade em rampa, alcançando 5000 rpm em 3 segundos. Entre 3 e 5 segundos a referência de velocidade é constante em 5000 rpm. Durante este intervalo, o motor sofre uma alteração no torque da carga, passando este ao valor de 40 Nm. Entre 5 e 6 segundos há uma desaceleração à uma taxa de 2000 rpm/s e, então, permanece à uma velocidade constante de 3000 rpm até o fim do intervalo de simulação. O cenário descrito pode ser observado no perfil de velocidade (n) da Figura 8.

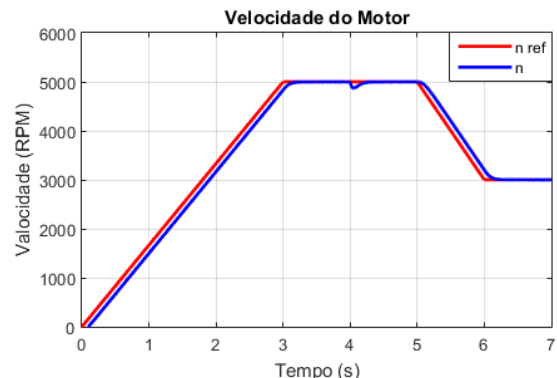


Figura 8. Avaliação do sistema de controle de velocidade proposto.

Na Figura 8 é possível observar a queda de velocidade no instante de 4 segundos, decorrente do aumento do torque de carga, e sua rápida recuperação pela ação dos controladores. Nota-se que no perfil de velocidade não há

sobressinal, pois esta não é uma característica desejada ao sistema. Este ajuste foi estabelecido pela escolha da constante de amortecimento (ζ) da malha de velocidade durante o projeto do controlador.

A Figura 9 apresenta as correntes no eixo de coordenadas síncronas $d-q$. Como esperado, a corrente de eixo direto apresentou uma boa controlabilidade em torno de zero. Mesmo com as variações da corrente de quadratura, não apresentou variações, demonstrando o adequado desacoplamento entre as malhas.

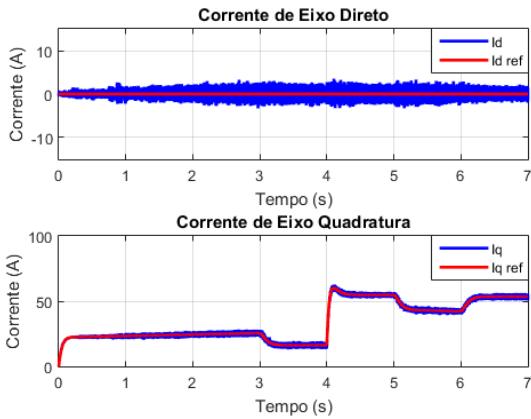


Figura 9. Correntes síncronas da MSIP.

Na Figura 10 são apresentados os torques elétrico (T_E) e mecânico (T_M) do motor. É possível observar que, nos instantes de aceleração, $T_E > T_M$. Durante os trechos de velocidade constante, estas grandezas se tornam mais próximas de forma a garantir o equilíbrio entre as forças (torque elétrico em equilíbrio com o torque e as perdas mecânicos).

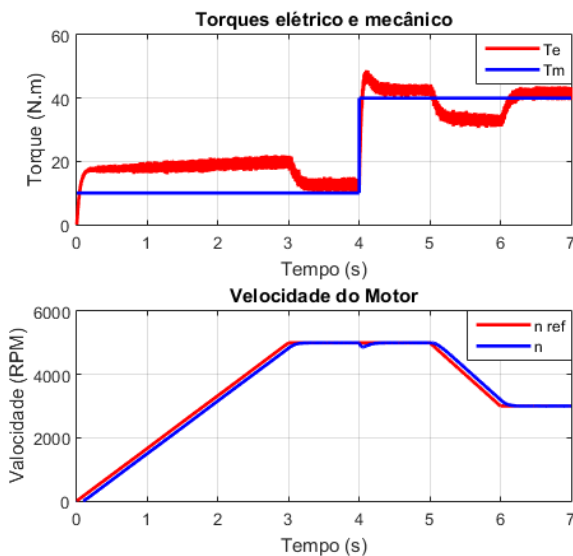


Figura 10. Gráfico superior: torques elétrico (vermelho) e mecânico (azul) da MSIP. Gráfico inferior: velocidade da MSIP.

O gráfico superior da Figura 11 apresenta o perfil das correntes de fase senoidais do motor durante o tempo de

simulação e, o gráfico inferior, a ampliação de um pequeno intervalo.

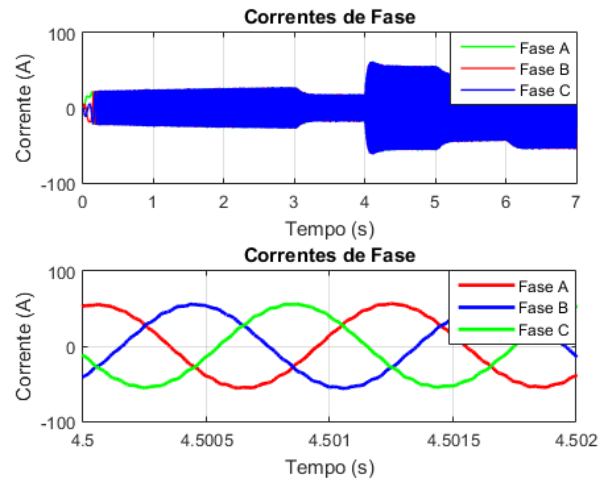


Figura 11. Correntes de fase do motor.

Conforme mencionado na metodologia deste trabalho, a necessidade do filtro surge em função de uma limitação do projeto quanto à frequência do *driver* envolvido no acionamento dos dispositivos semicondutores. Assim, a frequência de comutação estabelecida (16 kHz) ocasionaria um *ripple* considerável de corrente. A Figura 12 apresenta as formas de onda das correntes da fase A na presença (em vermelho) e na ausência (em azul) do filtro de linha adicionado.

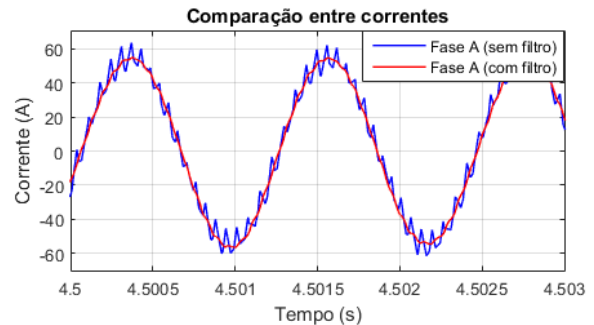


Figura 12. Comparação entre as correntes de fase sem filtro (azul) e com filtro (vermelho).

3.2 Resultados Experimentais Preliminares

A Figura 13 apresenta a bancada experimental de acionamento da MSIP. Um DSP (TMS320F28379D) é responsável pelo processamento das informações obtidas dos sensores (posição angular, corrente e tensão) e envio dos sinais de controle aos circuitos de acionamento do inversor, controlando a máquina.

A fim de validar os circuitos de medição, a máquina foi acionada em modo gerador. Foram obtidas as formas de onda das tensões de fase sobre uma carga conectada em “Y” e a posição angular do rotor obtida através de um *resolver*, como mostrado na Figura 14.

A análise da Figura 14 permite verificar o aumento da velocidade de rotação através da variação da posição

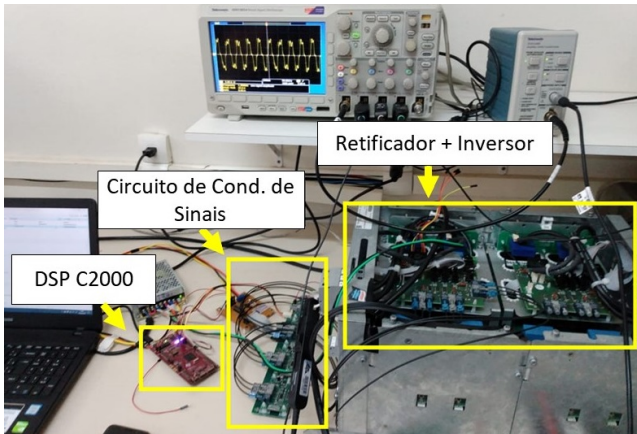


Figura 13. Bancada experimental - testes preliminares.

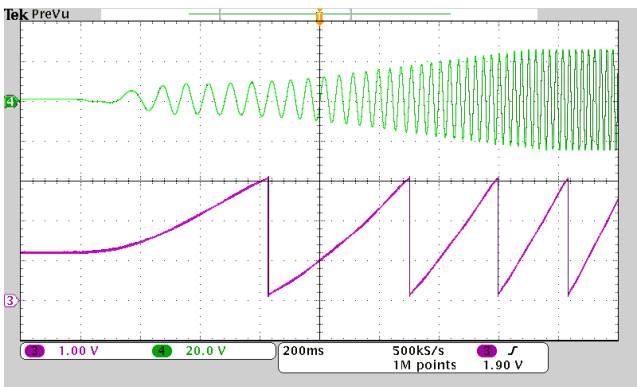


Figura 14. Formas de onda da tensão induzida na fase A (verde) e da posição angular do rotor (magenta).

angular do resolver e dos aumentos da frequência e da amplitude da tensão.

Na Figura 15, as curvas de posição angular (em vermelho) e tensão (em azul) estão sobrepostas. Cada ciclo do sinal de posição significa que o rotor da máquina executou uma volta completa. Sabendo-se que a máquina em questão possui 10 pares de polos, cada ciclo mecânico é equivalente a 10 ciclos elétricos, o que pode ser verificado pelos 10 ciclos da tensão de fase dentro de cada período do sinal de posição angular.

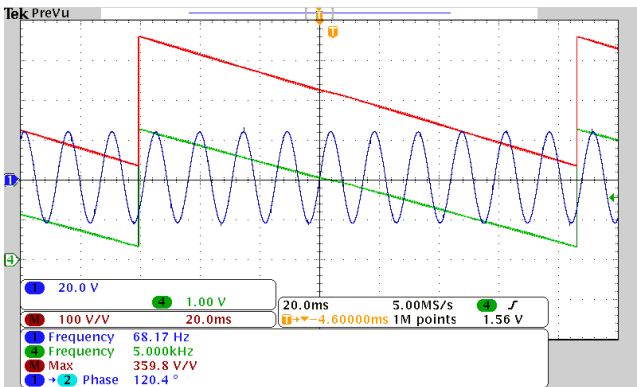


Figura 15. Posição angular do rotor (vermelho) e tensão de fase (azul).

A validação dos sensores envolvidos no projeto é de suma importância para o acionamento do sistema em malha

fechada. Os sensores são responsáveis pela aquisição das variáveis de controle, que serão monitoradas e reguladas pelo DSP através do acionamento do inversor.

4. CONCLUSÃO

O presente trabalho apresentou a modelagem e simulação dos controles de velocidade e corrente para uma MSIP, a ser utilizada em um sistema híbrido-elétrico para aplicação em sistemas aeronáuticos de pequeno porte.

A validação dos controladores implementados foi realizada no *software* MATLAB/Simulink. Primeiramente, foram comparadas as respostas dinâmicas entre os controladores PI tradicional e IP nas malhas de corrente. O controlador IP, por não acrescentar zero na função de transferência de malha fechada, demonstrou uma resposta dinâmica com tempo de subida maior, porém menor sobressinal, para tempos de acomodação similares.

A fim de regular a velocidade de rotação da máquina, uma malha externa à de controle de corrente de eixo em quadratura foi adicionada. O processo de dimensionamento do controlador de velocidade é análogo ao de corrente, e algumas considerações facilitam o seu projeto. A resposta dinâmica da velocidade não apresentou sobressinal, pois esta não é uma característica desejada ao propósito de aplicação.

Além da validação em *software*, foi realizada em laboratório a montagem de uma bancada experimental para a realização de ensaios preliminares do sistema. A partir dos sensores confeccionados, foi realizada a leitura de variáveis como posição angular da MSIP, tensões e correntes, utilizando-se os módulos adequados e um DSP. Alguns resultados foram apresentados e comentados.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem à UFJF e às agências de fomento Capes, FAPEMIG e CNPq, pelo apoio e suporte prestados durante o desenvolvimento deste trabalho. A equipe também agradece à Diretoria de Desenvolvimento Tecnológico da EMBRAER pela parceria que possibilitou os avanços na exploração do conhecimento técnico/científico acerca do tema.

REFERÊNCIAS

- Bouchakour, A., Borni, A., Zaghba, L., Brahami, M., and Idriss, H. (2015). Performance comparison of pi and ip controllers used to control a dc machine powered by a photovoltaic generator. *Proceedings of Engineering Technology (PET)*, 9.
- Ehsani, M., Gao, Y., Gay, S.E., and Emadi, A. (2004). *Modern Electric, Hybrid Electric, and Fuel Cell Vehicles: fundamentals, theory, and design*. CRC Press LLC.
- Frosina, E., Senatore, A., Palumbo, L., Di Lorenzo, G., and Pascarella, C. (2018). Development of a lumped parameter model for an aeronautic hybrid electric propulsion system. *Aerospace*, 5, 105. doi:10.3390/aerospace5040105.
- Ganev, E. (2014). Selecting the best electric machines for electrical power-generation systems: High-performance solutions for aerospace more electric architectures. *IEEE Electrification Magazine*, 2(4), 13–22.

- Hung, J.Y. and Gonzalez, L.F. (2012). On parallel hybrid-electric propulsion system for unmanned aerial vehicles. In *Progress in Aerospace Sciences*, 1–17.
- Kenny, B.H. and Santiago, W. (2004). Filtering and control of high speed motor current in a flywheel energy storage system. In *Second International Energy Conversion Engineering Conference*.
- Khowja, M.R., Gerada, C., Vakil, G., Wheeler, P., and Patel, C. (2016). Integrated output filter inductor for permanent magnet motor drives. In *IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2827–2832.
- Nise, N.S. (2010). *Control Systems Engineering*. John Wiley Sons, Inc., 6th edition.
- Sozer, Y., Torrey, D.A., and Reva, S. (2000). New inverter output filter topology for pwm motor drives. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 15(6), 1007–1017.
- Valle, R.L. (2017). Controlador preditivo aplicado na regulação das correntes de um motor cc de ímãs permanentes sem escovas de baixa indutância. Disponível em: <https://repositorio.ufjf.br/jspui/handle/ufjf/4085>. Acesso em: 01 Junho 2020.
- Wang, L., Chai, S., Yoo, D., Gan, L., and Ng, K. (2015). *PID and Predictive Control of Electrical Drives and Power Converters Using MATLAB ®/ Simulink ®*. John Wiley Sons Singapore Pte. Ltd.
- Xia, C. (2012). *Permanent Magnet Brushless DC Motor Drives and Controls*. John Wiley Sons Singapore Pte. Ltd., Singapore.