

Análise computacional do controle de velocidade de um motor CC de ímã permanente acionado por chopper

Computational analysis of the speed control of a permanent magnet DC motor driven by a chopper

¹Pedro Victor Coelho Uga, ²João Gabriel de Mendonça Teixeira, ³Davi Iwanow, ⁴Ana Júlia da Silva Lima, ⁵Pedro Luca Teixeira Barbosa, ⁶Fernando Bento Silva

¹Pesquisador – Universidade Federal de Uberlândia (pedro.uga@ufu.br)

²Pesquisador – Universidade Federal de Uberlândia (joao.teixeira29@ufu.br)

³Pesquisador – Universidade Federal de Uberlândia (davi.iwanow@ufu.br)

⁴Pesquisador – Universidade Federal de Uberlândia (anajulia.lima@ufu.br)

⁵Pesquisador – Universidade Federal de Uberlândia (pedrolucateixeirabarbosa@ufu.br)

⁶Professor – Universidade Federal de Uberlândia (fbentosilvaeel@ufu.br)

RESUMO: O objetivo deste trabalho é apresentar uma análise computacional aprofundada do controle de velocidade de um motor de corrente contínua (CC) de ímã permanente acionado por um chopper de quatro quadrantes, voltado para aplicações industriais de alto desempenho. Nesse sentido, o artigo descreve minuciosamente a modelagem matemática da planta, destacando as características de resposta transitória e a dinâmica do motor sob diferentes condições de operação. O projeto do sistema de controle em cascata é detalhado, abordando as restrições físicas do conversor de potência. Além disso, é apresentada a metodologia de sintonia dos controladores PI (Proporcional Integral) para as malhas de corrente e de velocidade, utilizando a técnica de cancelamento de polos e zeros para garantir o total desacoplamento e estabilidade do sistema. Estratégias adicionais, como o controle antecipativo para compensação da força contra-eletromotriz e a malha anti-windup para prevenção de saturação integral, foram implementadas. Os resultados computacionais obtidos validam a robustez do sistema, que apresentou rastreamento de referência sem sobressinal e extrema eficiência na rejeição de perturbações mecânicas.

Palavras-Chave: Controlador Anti wind-up. Controlador proporcional integral. Controle de velocidade. Motor cc de ímã permanente.

ABSTRACT: The aim of this work is to present a comprehensive computational analysis of the speed control of a permanent magnet direct current (PMDC) motor driven by a four-quadrant chopper for high-performance industrial applications. The paper provides a detailed mathematical modeling of the system, emphasizing the transient response characteristics and the motor dynamics under different operating conditions.

The design of the cascaded control architecture is thoroughly discussed, taking into account the physical limitations of the power converter. In addition, a systematic tuning procedure for the PI (Proportional–Integral) controllers of both the current and speed loops is presented. The pole-zero cancellation technique is employed to achieve effective loop decoupling while ensuring system stability and satisfactory dynamic performance.

Furthermore, advanced control strategies, including feedforward compensation of the back electromotive force (back-EMF) and an anti-windup mechanism to prevent integrator saturation, are incorporated into the control scheme. The computational results validate the effectiveness and robustness of the proposed system, demonstrating accurate reference tracking without overshoot, fast dynamic response, and excellent disturbance rejection capability under mechanical load variations.

Keywords: Permanent magnet DC motor. Speed control. Four-quadrant chopper. PI controller. Computational analysis.

Recebido em:
24/06/2026
Publicado em:
06/07/2026

1. INTRODUÇÃO

Os motores de corrente contínua (motores cc) têm características variáveis e são amplamente utilizados em acionamentos com velocidade variável. Os motores cc podem fornecer um torque elevado na partida, além de possibilitar a obtenção de controle de velocidade em uma grande faixa. Os métodos de controle de velocidade são em geral mais simples e mais baratos que os dos acionamentos de corrente alternada. Esses motores desempenham um papel significativo nos acionamentos industriais modernos (Umans, 2014).

Os motores cc têm sido usados com frequência em aplicações que exigem uma ampla faixa de velocidades ou de controle preciso da saída do motor, devido principalmente à facilidade com que podem ser controlados (Rashid, 2014).

Os motores cc de ímã permanente são muito encontradas em uma ampla variedade de aplicações de baixa potência. O enrolamento de campo é substituído por um ímã permanente, resultando uma construção mais simples. Para essas aplicações, os ímãs permanentes oferecem uma série de benefícios úteis. O principal é que os ímãs não necessitam de excitação externa nem dissipam a potência correspondente para criar campos magnéticos na máquina. O espaço necessário para os ímãs permanentes pode ser inferior ao exigido pelos enrolamentos de campo e, assim, as máquinas de ímã permanente podem ser menores e, em alguns casos, de custo inferior ao de seus similares com excitação externa (Umans, 2014).

A literatura apresenta diversas topologias de controle de velocidade de motores cc, a seguir é apresentado as referências que apresentam linhas de pesquisas mais recentes e semelhante ao tema proposto nesse artigo.

Em (Shouran e Habil, 2021), os autores apresentam diferentes técnicas de otimização para ajustar os parâmetros de um controlador Proporcional Integral Derivativo (PID). Os algoritmos propostos para encontrar os ganhos ótimos do controlador PID são o algoritmo das abelhas, a otimização por enxame de partículas e a otimização baseada em ensino e aprendizagem. Os resultados da simulação no software MATLAB® Simulink demonstram que as respostas do motor cc obtidas com o controlador PID ajustado pela otimização baseada em ensino e aprendizagem apresentam desempenho de controle satisfatório em termos de overshoot, rise time, and settling time.

Buscando um novo controlador de autoajuste que seja integralmente robusto contra o comportamento não linear de motor cc sem escovas com ímã permanente (PMBLDC), os autores em (Thirusakthimurugan e Dananjayan, 2006), projetam e analisam por meio de simulação computacional o desempenho do controlador. Para validar a proposta os resultados com e sem saturação usando controle PI robusto de autoajuste foram apresentados. Assim, diferentemente dos artigos apresentados, esse trabalho propõe analisar computacionalmente o controle de velocidade de um motor de corrente contínua de ímã permanente acionado por chopper de quatro quadrantes. Onde será apresentado a modelagem matemática, as características de resposta transitória e dinâmica do motor e o projeto do sistema de controle. Além disso, é apresentado a sintonia dos controladores PI (Proporcional Integral) das malhas de corrente e velocidade. A proposta será validada testando o desempenho do controlador de velocidade do motor frente as mudanças súbitas de velocidade e carga.

2. MATERIAIS E MÉTODO

2.1 Modelagem Matemática do Motor CC

A. Circuito de armadura

O circuito equivalente de um motor cc com excitação independente é apresentado na Figura 1. A equação de tensão para o circuito de armadura é dada por:

$$v_a = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + e_a \quad (1)$$

Onde:

- i_a - Corrente de armadura.
- L_a - Indutância de armadura.
- R_a - Resistência de armadura.
- e_a - Força contra-eletromotriz induzida pela rotação do enrolamento da armadura em um campo magnético.

B. Força contra-eletromotriz (Back EMF)

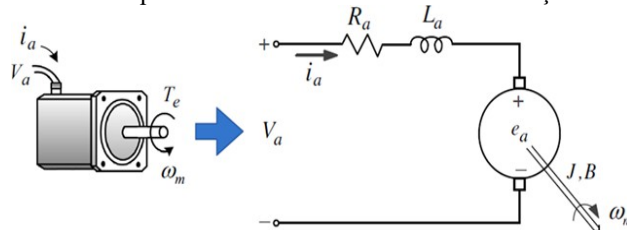
De forma similar ao processo de geração da tensão induzida, quando os condutores do enrolamento do rotor de um motor cc. estão se movendo com uma velocidade angular ω_m na presença do fluxo magnético ϕ_f uniforme do ímã, ocorre o aparecimento de força contra-eletromotriz induzida no enrolamento da armadura, sendo dada por:

$$e_a = k_e \phi_f \omega_m \quad (2)$$

Onde:

- k_e - Constante de *fcem* (Vs/rad/Wb).

Figura 1 – Circuito equivalente de um motor cc com excitação independente.



Fonte: Adaptado de Kim (2017).

C. Torque eletromagnético

Quando um condutor de comprimento l metros conduzindo uma corrente de i amperes é colocado em um campo magnético uniforme B , a força atuando sobre o condutor será $F = Bli$. Da mesma forma, em um motor cc, o torque experimentado pelos condutores do enrolamento da armadura conduzindo uma corrente i_a no fluxo magnético do estator uniforme ϕ_f é dado por:

$$T_e = k_T \phi_f i_a \quad (3)$$

Onde:

- k_T - Constante de torque (Nm/Wb/A).

Os valores numéricos k_T e de k_e são iguais, assim $k_T = k_e$. Para os motores cc de ímã permanente o fluxo magnético gerado pelo ímã (ϕ_f) é constante. Assim:

$$k_e \phi_f = k_T \phi_f = c_T \quad (4)$$

$$e_a = c_T \omega_m \quad (5)$$

$$T_e = c_T i_a \quad (6)$$

Onde:

c_T - Constante do motor e é uma função da geometria dos enrolamentos do motor e das propriedades magnéticas.

D. Carga mecânica

Quando um motor cc com o torque de saída conforme apresentado na Equação (6) está acionando uma carga mecânica, a velocidade do rotor pode ser determinada a partir da equação do movimento, sendo dado por:

$$T_e = J \frac{d\omega_m}{dt} + B\omega_m + T_L \quad (7)$$

Onde:

ω_m - Velocidade angular do rotor.

T_L - Torque da carga.

J - Momento de inércia.

B - Coeficiente de atrito do sistema de acionamento do motor cc.

Do modelo dinâmico representado pelas Equações (1) a (7), pode-se compreender tanto o regime permanente como as características transitórias da corrente e da velocidade no sistema de acionamento do motor cc.

2.2 Características de Resposta Transitória

A. Características dinâmicas no domínio (s)

Pode-se obter a função de transferência para o modelo do motor cc de ímã permanente necessita-se aplicar a transformada de Laplace nas equações diferenciais das equações (1) e (7), sendo:

$$v_a = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + e_a \rightarrow V_a(s) = (R_a + sL_a)I_a(s) + E_a(s) \quad (8)$$

$$\rightarrow V_a(s) = (R_a + sL_a)I_a(s) + c_T \omega_m(s)$$

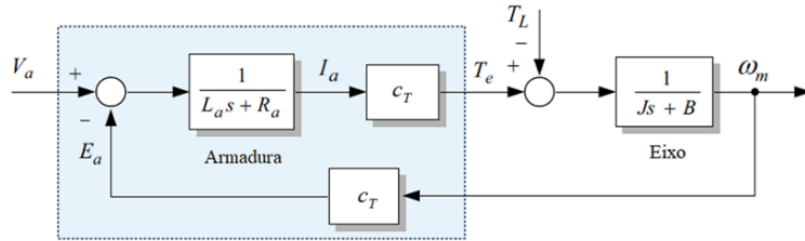
$$T_e = J \frac{d\omega_m}{dt} + B\omega_m + T_L \quad (9)$$

$$\rightarrow T_e(s) = (Js + B)\omega_m(s) + T_L = c_T I_a(s)$$

B. Diagrama de blocos

Assim, a partir das equações (8) e (9), se obtém o diagrama de blocos em malha fechada para o motor cc de ímã permanente, conforme apresentado na Figura 2.

Figura 2 – Diagrama de blocos para o motor cc de ímã permanente



Fonte: Adaptado de Kim (2017).

C. Função de transferência para $\omega_m / V_a(s)$

A partir do diagrama de blocos da Figura 2, a função de transferência para uma entrada de tensão de armadura $V_a(s)$ e a saída de velocidade angular $\omega_m(s)$ é dada por:

$$\frac{\omega_m(s)}{V_a(s)} = \frac{\frac{1}{R_a + sL_a} c_T \cdot \frac{1}{(B + sJ)}}{1 + \left(\frac{1}{R_a + sL_a} c_T \cdot \frac{1}{B + sJ} c_T \right)} \quad (10)$$

$$\frac{\omega_m(s)}{V_a(s)} = \frac{\frac{c_T}{JL_a}}{s^2 + \left(\frac{R_a}{L_a} + \frac{B}{J} \right) s + \left(\frac{R_a B + c_T^2}{L_a J} \right)}$$

Esta função de transferência é um sistema de segunda ordem, incluindo dois polos, que são fatores importantes na determinação da resposta transitória do sistema.

D. Resposta de velocidade em função do fator de amortecimento (ζ)

A partir das localizações dos dois polos da equação (10), pode-se prever a resposta transitória da velocidade em relação à tensão de armadura aplicada. Assim, a resposta transitória

depende muito dos parâmetros do sistema, como dos parâmetros do motor R_a e L_a e os parâmetros mecânicos J e B , conforme mostrado a seguir. Assumindo o valor de $B = 0$ na Equação (10) para simplificar a análise, pode-se obter uma função de transferência simplificada como:

$$\frac{\omega_m(s)}{V_a(s)} = \frac{\frac{c_T}{JL_a}}{s^2 + \left(\frac{R_a}{L_a}\right)s + \left(\frac{c_T^2}{L_aJ}\right)} = \frac{\frac{1}{c_T} \left(\frac{R_a}{L_a} \cdot \frac{c_T^2}{JR_a}\right)}{s^2 + \left(\frac{R_a}{L_a}\right)s + \left(\frac{R_a}{L_a} \cdot \frac{c_T^2}{JR_a}\right)} \quad (11)$$

Considerando a constante de tempo eletromecânica como $T_m = J \cdot R_a / c_T^2$ e a constante de tempo elétrica como $T_a = L_a / R_a$, a Equação (11) pode ser reescrita como:

$$\frac{\omega_m(s)}{V_a(s)} = \frac{\frac{1}{c_T} \left(\frac{1}{T_m T_a}\right)}{s^2 + \frac{1}{T_a} s + \frac{1}{T_m T_a}} \quad (12)$$

Para um sistema de segunda ordem tem-se:

$$G(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (13)$$

Comparando a equação (12) com a equação (13), a frequência natural não amortecida (ω_n) e o fator de amortecimento (ζ) são dados por:

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{T_a T_m}} = \frac{c_T}{\sqrt{JL_a}} \quad (14)$$

$$\zeta = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{T_m}{T_a}} = \frac{1}{2} \frac{R_a}{c_T} \sqrt{\frac{J}{L_a}} \quad (15)$$

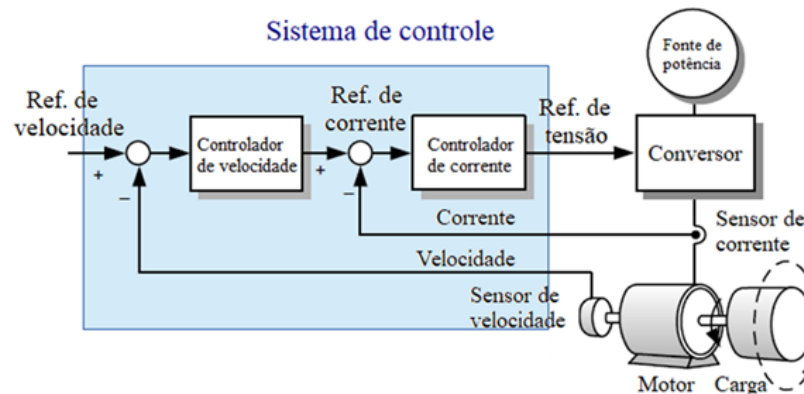
Assim, existem três respostas típicas do sistema de acordo com o valor do fator de amortecimento ζ : subamortecido ($0 < \zeta < 1$), criticamente amortecido ($\zeta = 1$) ou superamortecido ($\zeta > 1$).

2.3 Topologia de Controle Utilizada

A. Introdução

A Figura 3 ilustra a configuração típica de controladores nos sistemas de acionamento por motor, em que os controladores necessários para o controle de velocidade e corrente são geralmente conectados em cascata.

Figura 3 – Configuração do sistema de controle do motor



Fonte: Adaptado de Kim (2017).

Entre eles, o controlador de corrente deve ser colocado no loop interno e tem a largura de banda mais ampla. Por exemplo, a largura de banda da malha de corrente precisava ser pelo menos cinco vezes maior do que a da malha de velocidade para garantir que o controle de corrente não tenha nenhuma influência no desempenho do controle de velocidade.

B. Controlador proporcional integral (Controle PI)

Um controlador amplamente utilizado em sistemas de acionamento de motor é o controlador proporcional integral (controlador PI), que é uma combinação de um controlador proporcional e um controlador integral para obter uma resposta rápida e um erro de regime permanente igual a zero. O diagrama de blocos de um controlador PI é apresentado na Figura 4.

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t) dt = K_p e(t) + \frac{K_p}{T_{pi}} \int e(t) dt \quad (16)$$

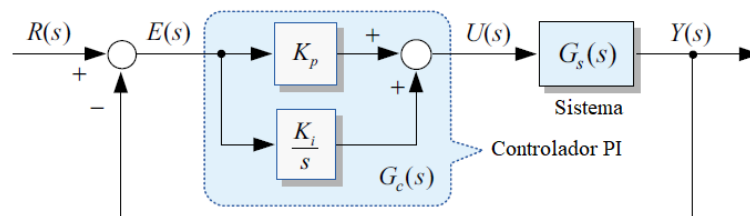
Onde:

K_p - Ganho proporcional.

K_i - Ganho integral.

T_{pi} - Constante de tempo integral

Figura 4 – Controlador proporcional integral



Fonte: Adaptado de Kim (2017).

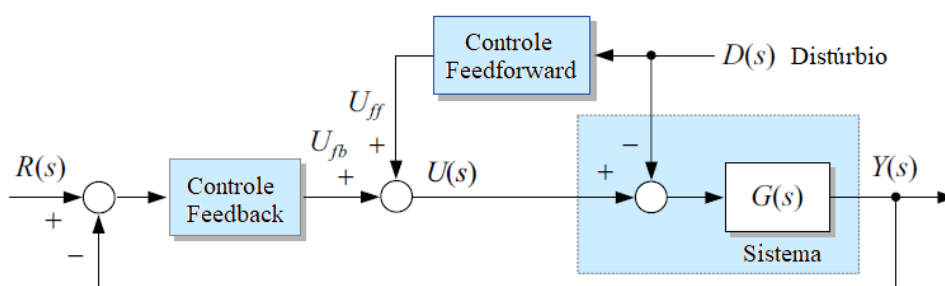
C. Controle antecipativo (feedforward control)

As perturbações estão sempre presentes nos processos de controle. Em sistemas de acionamento de motores cc, por exemplo, a força contra-eletromotriz (Back EMF) atua como uma perturbação no controle de corrente e o torque de carga atua como uma perturbação no controle de velocidade.

O controle antecipativo (feedforward control) é uma forma eficaz de eliminar rapidamente o efeito da perturbação na saída. O controle antecipativo prevê e compensa o distúrbio adicionando-o à entrada de controle com antecedência.

O controle antecipativo é sempre utilizado junto com o controle de realimentação. A Figura 5 apresenta o diagrama de blocos de um sistema típico com o controle com realimentação juntamente com o controle antecipativo. Este sistema de controle pode reduzir o efeito do distúrbio $D(s)$ na saída $Y(s)$ mais do que o sistema com o controle com realização sozinho.

Figura 5 – Controle antecipativo (feedforward control)

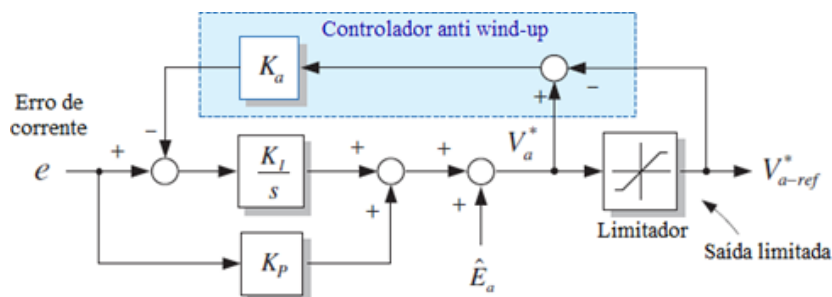


Fonte: Adaptado de Kim (2017).

D. Controle anti wind-up

Neste esquema, quando a saída está saturada, a diferença entre a saída do controlador e a saída real é realimentada para a entrada do integrador com um ganho de K_a para que o valor acumulado do integrador possa ser mantido em um valor adequado. O ganho de um controlador anti-windup é normalmente selecionado como $K_a = 1/K_p$. A Figura 6 apresenta a estrutura de um controle anti-windup com o método back calculation para a malha de controle de corrente.

Figura 6 – Controle anti-windup com o método back calculation



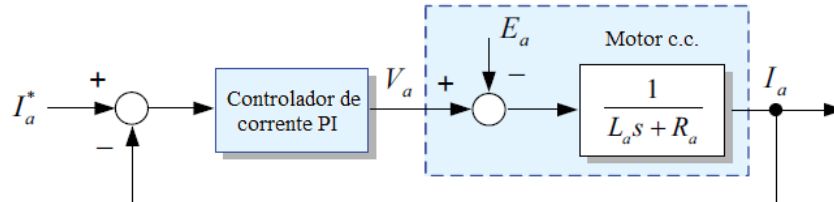
Fonte: Adaptado de Kim (2017).

2.4 Projeto do Controlador de Corrente

O diagrama de blocos da malha de corrente de um motor cc incluindo um controlador de corrente PI é apresentado na Figura 7. A função de transferência deste sistema de controle é dada por:

$$I_a(s) = \frac{K_{pc}s + K_{ic}}{L_a s^2 + (R_a + K_{pc})s + K_{ic}} I^*(s) - \frac{s}{L_a s^2 + (R_a + K_{pc})s + K_{ic}} E(s) \quad (17)$$

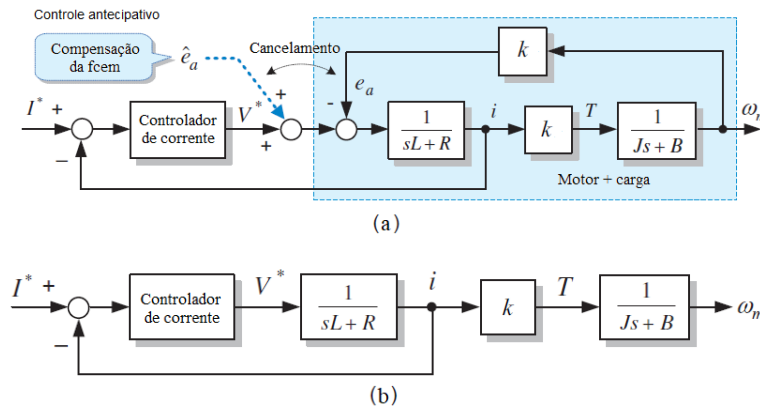
Figura 7 – Diagrama de blocos do motor cc incluindo um controlador de corrente



Fonte: Adaptado de Kim (2017).

Verifica-se na Equação (17) que a força contra-eletromotriz do motor cc atuará como uma perturbação para o sistema de controle de corrente. Uma forma de eliminar este efeito indesejável é através do controle antecipativo (feedforward control), uma vez que a força contra eletromotriz induzida (fcem) pode ser estimada através da velocidade angular. Quando a perturbação gerada por $E(s)$ é compensada como apresentado na Figura 8 (a), o diagrama de blocos se tornará um circuito RL como apresentado na Figura 8 (b).

Figura 8 – Malha do sistema de controle de corrente; (a) Controle antecipativo da fcem; (b) Malha após compensar o efeito. da fcem

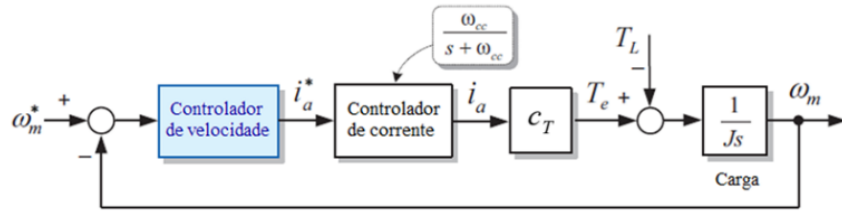


Fonte: Adaptado de Kim (2017).

Analisando a Figura 8(b), o diagrama pode ser substituído pelo apresentado na Figura 9. Neste controlador de corrente PI, a relação entre o erro de corrente e sua tensão de saída é dada como:

$$V_a = K_{pc} \left(1 + \frac{1}{T_{pi}s} \right) \cdot (I_a^* - I_a) \quad (18)$$

Figura 9 – Malha do controlador de corrente PI.



Fonte: Adaptado de Kim (2017).

A função de transferência de malha aberta $G_c^o(s)$ do sistema apresentado na Figura 9 é dada por:

$$G_c^o(s) = K_{pc} \left(\frac{s + \frac{1}{T_{pi}}}{s} \right) \cdot \frac{1}{L_a s + R_a} \quad (19)$$

$$G_c^o(s) = K_{pc} \frac{\left(s + \frac{K_{ic}}{K_{pc}} \right)}{s} \cdot \frac{\frac{1}{L_a}}{\left(s + \frac{R_a}{L_a} \right)}$$

Adotando a técnica de cancelamento de polo zero, e se o zero $(-K_{ic}/K_{pc})$ do controlador PI for projetado para cancelar o polo $(-R_a/L_a)$ do motor cc obtém-se:

$$\frac{1}{T_{pi}} = \frac{K_{ic}}{K_{pc}} = \frac{R_a}{L_a} \quad (20)$$

Então a equação (19), se torna:

$$G_c^o(s) = \frac{1}{\left(\frac{L_a}{K_{pc}} \right) s} \quad (21)$$

Analisando a Equação (21), o erro de regime permanente se torna:

$$e_\infty = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{1}{1 + G_c^o(s)} = \frac{1}{1 + \infty} = 0 \quad (22)$$

Da equação (21), a frequência de cruzamento de ganho ω_{cc} pode ser determinada por:

$$|G_c^o(j\omega_{cc})| = \frac{1}{\left| \frac{L_a}{K_{pc}} j\omega_{cc} \right|} = 1 \rightarrow \omega_{cc} = \frac{K_{pc}}{L_a} \quad (23)$$

A função de transferência de malha fechada deste sistema é dada por:

$$\frac{I_a(s)}{I_a^*(s)} = G_c^c(s) = \frac{G_c^o(s)}{1 + G_c^o(s)} = \frac{1}{\left(\frac{L_a}{K_{pc}}\right)s + 1} = \frac{\omega_{cc}}{s + \omega_{cc}} \quad (24)$$

Assim, os valores dos ganhos proporcional, integral e do anti-windup do controlador de corrente são dados respectivamente por:

$$K_{pc} = L_a \cdot \omega_{cc} \quad (25)$$

$$K_{ic} = \frac{R_a}{L_a} K_{pc} = R_a \cdot \omega_{cc} \quad (26)$$

$$K_{ac} = \frac{1}{K_{pc}} \quad (27)$$

Destaca-se, a largura de banda ω_{cc} do controlador de corrente é limitada por dois fatores: a frequência de chaveamento do conversor de potência (f_{ch}) e o período de amostragem (T_{sc}) utilizado para medir a corrente de armadura e realizar a realimentação no controlador digital. Na prática, se a corrente for amostrada duas vezes a cada período de chaveamento, a largura de banda máxima disponível será dada por:

$$\omega_{cc} = 2\pi \cdot \frac{f_{ch}}{10} \quad (28)$$

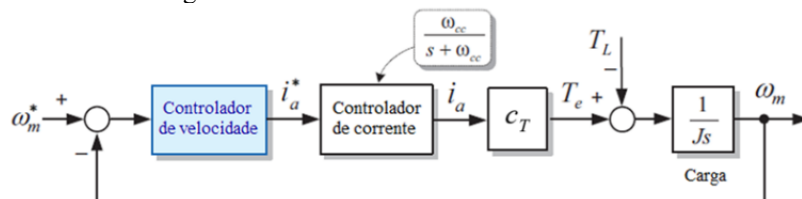
E se for amostrado uma vez a cada período de chaveamento, a largura de banda máxima disponível será dada por:

$$\omega_{cc} = 2\pi \cdot \frac{f_{ch}}{20} \quad (29)$$

2.5 Projeto do Controlador de Velocidade

Ao controlar a velocidade de um motor, o controlador de velocidade deve ser colocado na malha externa do controlador de corrente, conforme apresentado na Figura 10. Como no controlador de corrente, um controlador PI é utilizado para o controle de velocidade.

Figura 10 – Malha do sistema de controle de velocidade



Fonte: Adaptado de Kim (2017).

A partir do diagrama de blocos na Figura 10, e desconsiderando o efeito do torque de carga (T_L) a função de transferência em malha aberta do sistema de controle de velocidade é dada por:

$$G_s^o(s) = G_{pi}(s)G_c^c(s) \cdot \frac{c_T}{Js} = \left(K_{ps} + \frac{K_{is}}{s}\right) \cdot \frac{\omega_{cc}}{s + \omega_{cc}} \cdot \frac{c_T}{Js} \quad (30)$$

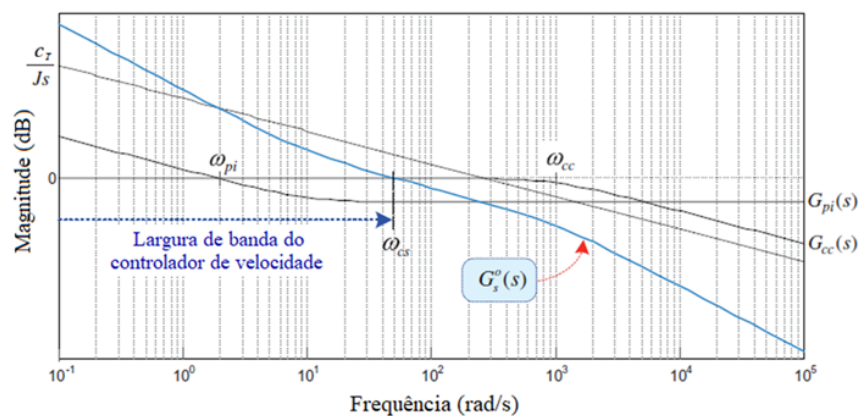
Onde:

K_{ps} - Ganho proporcional do controlador de velocidade.

K_{is} Ganho integral do controlador de velocidade.

O diagrama de bode das respostas de frequência em malha aberta para um sistema de controle de velocidade é mostrado na Figura 11.

Figura 11 – Diagrama de bode das respostas de frequência de malha aberta para um sistema de controle de velocidade



Fonte: Adaptado de Kim (2017).

Sendo, ω_{cs} é a frequência de cruzamento de ganho, que é igual à largura de banda do controlador de velocidade, e $\omega_{pi} = K_{is} / K_{ps}$ é a frequência de canto do controlador PI. Como regra geral, ω_{pi} é selecionado como um quinto de ω_{cs} .

Da Equação (30), para que o controle de corrente não exerça qualquer influência no controle de velocidade, $\omega_{cc} = 5\omega_{cs}$. Sob esta condição, o ganho do controlador de corrente em torno da frequência de cruzamento ω_{cs} aproxima-se para:

$$G_c^c(s) = \frac{\omega_{cc}}{s + \omega_{cc}} \approx 1 \quad (31)$$

Além disso, se a frequência de canto ω_{pi} for muito menor do que a largura de banda de controle de velocidade ω_{cs} , a função de transferência do controlador de corrente PI em torno de ω_{cs} pode ser reduzida conforme:

$$G_{pi}(s) = K_{ps} + \frac{K_{is}}{s} \approx K_{ps} \quad (32)$$

Consequentemente, a função de transferência em malha aberta em torno da frequência de cruzamento ω_{cs} pode ser simplificado por:

$$G_s^o(s) \approx K_{ps} \cdot \frac{k_T}{J s} \quad (33)$$

Analisando a Equação (33), o erro de regime permanente se torna:

$$e_\infty = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{1}{1 + G_s^o(s)} = \frac{1}{1 + \infty} = 0 \quad (34)$$

O ganho desta função de transferência de malha aberta na frequência ω_{cs} é:

$$|G_s^o(j\omega_{cs})| = \left| K_{ps} \cdot \frac{c_T}{J j \omega_{cs}} \right| = 1 \rightarrow \omega_{cs} = \frac{K_{ps} \cdot c_T}{J} \quad (35)$$

A partir disso, obtém-se o ganho proporcional K_{ps} e o ganho integral K_{is} como:

$$K_{ps} = \frac{J \cdot \omega_{cs}}{c_T} \quad (36)$$

$$K_{is} = K_{ps} \cdot \omega_{pi} = K_{ps} \cdot \frac{\omega_{cs}}{5} = \frac{J \omega_{cs}^2}{5 c_T} \quad (37)$$

Como no controlador de corrente, o controlador PI de velocidade precisa incluir um controlador anti-windup para evitar a saturação do integrador, o valor de K_{as} é dado por:

$$K_{as} = \frac{1}{K_{ps}} \quad (38)$$

Observação, ω_{cs} deve ser igual a cinco vezes menor que a largura de banda do controle de corrente (ω_{cc}) e menor ou igual a $2\pi(1/(10.T_{ss}))$, sendo T_{ss} o período de amostragem da velocidade.

3. RESULTADOS/ DISCUSSÕES

3.1 Parâmetros eletromecânicos do motor cc de ímã permanente

Foi realizado um conjunto de testes experimentais para o levantamento de dados do motor cc de ímã permanente utilizado na simulação computacional desenvolvida no software MatLab® Simulink. A Figura 12 apresenta uma fotografia do motor utilizado e Tabela 1 apresenta parâmetros eletromecânicos obtidos experimentalmente.

Figura 12 – Fotografia do motor utilizado.

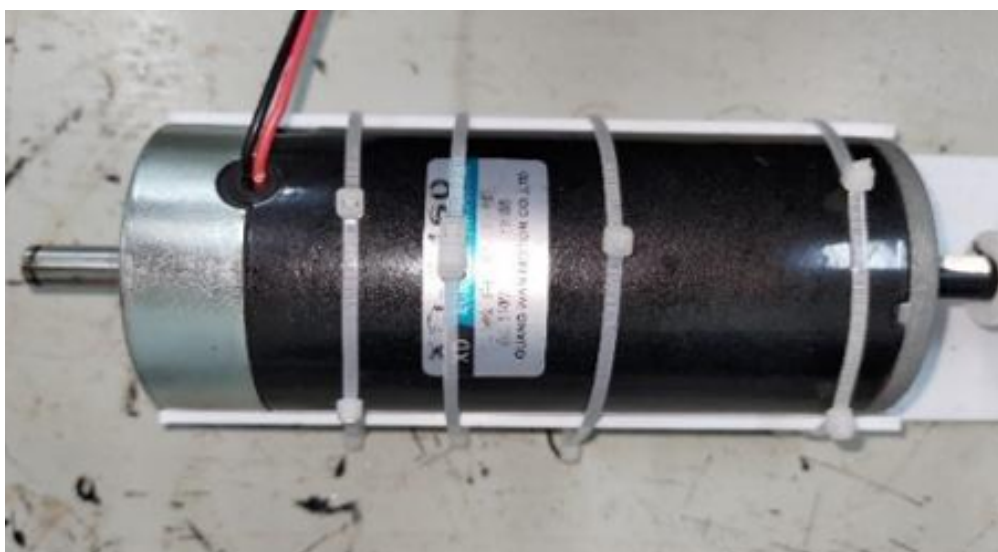


Tabela 1: Parâmetros eletromecânicos do motor cc de ímã.

Parâmetros	Valores
P_n	105W
V_a	110V
I_a	1,0A
R_a	4.66Ω
L_a	$4,73mH$
J	$20\mu kg.m^2$
B	$1,5\mu N.m/(rad/s)$
n	8.650rpm
c_T	0,1155

3.2 Valores dos ganhos dos controladores e simulação computacional

Utilizando as Equações (25-29) e Equações (36-38) os ganhos dos controladores de corrente e velocidade são apresentados na Tabela 2.

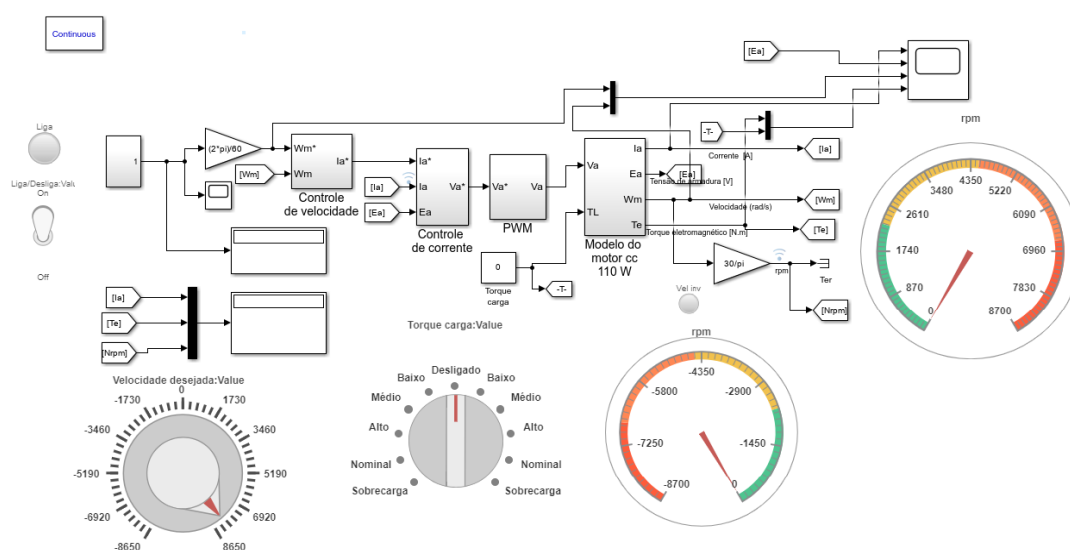
Tabela 2: Ganho dos controladores das malhas de corrente e velocidade.

Grandeza	Valores
f_{ch}	5kHz
T_{sc}	0,1ms - duas amostras por período
ω_{cc}	$1000 \pi rad/s$
K_{pc}	14,86

K_{ic}	14639,8
K_{ac}	0,0673
T_{ss}	2ms
ω_{cs}	100 π rad/s
K_{ps}	0,054165
K_{is}	3,4033
K_{as}	18,46

A simulação computacional foi desenvolvida no software MatLab® Simulink. A tela principal da simulação apresentando os blocos de controle de malha de velocidade, malha de corrente, chopper e modelagem do motor estão apresentados na Figura 13.

Figura 13– Tela da simulação.

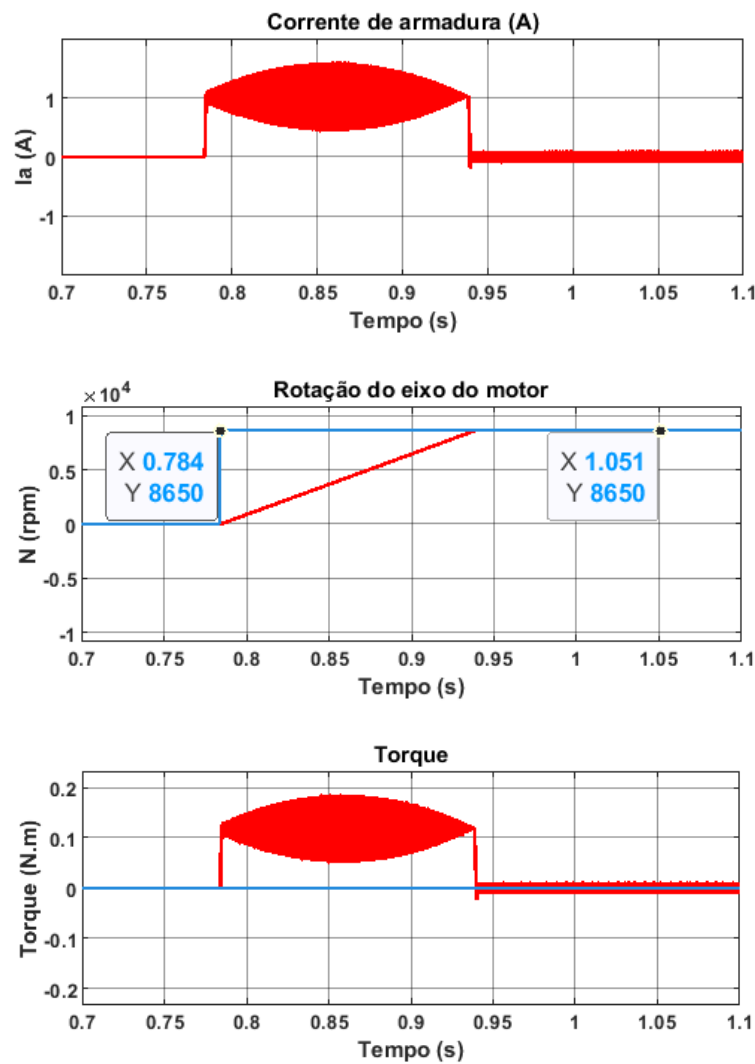


3.3 Teste 1 - Rotação no sentido horário: Degrau de rotação 8.650rpm, sem carga no eixo

No instante $t = 0,784s$ um degraú de rotação de 8.650rpm é aplicado, as formas de onda de corrente de armadura, rotação no eixo e torque eletromagnético no motor são apresentados na Figura 13.

Ao analisar a Figura 13, verifica-se, que a rotação no eixo do motor acompanha o valor estabelecido de 8.650rpm, com um tempo de acomodação muito pequeno, comprovando que os ganhos foram calculados de forma satisfatória.

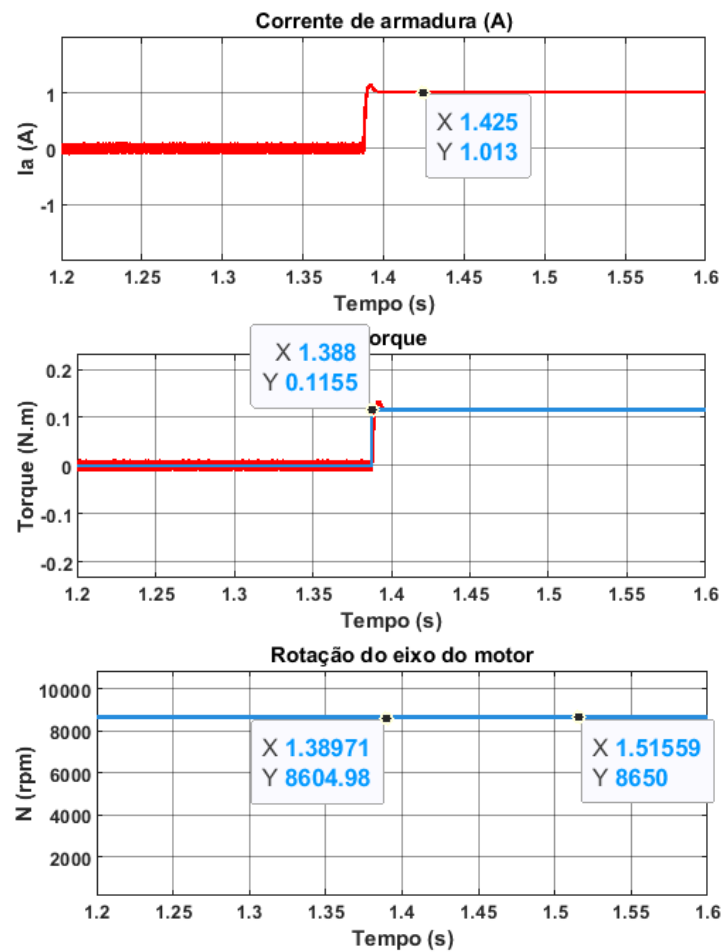
Figura 14 – Tela da simulação para o Teste 1.



3.4 Teste 2 - Rotação no sentido horário: rotação do eixo do motor a 8.650rpm e degrau de torque de 0.1155N.m

No instante $t = 1,388$ [s] um degrau de torque de 0.1155 [N.m] é aplicado, as formas de onda da corrente de armadura, rotação no eixo e torque eletromagnético no motor são apresentados na Figura 14. Ao analisar a Figura 14, verifica-se que foi aplicado o torque de 0.1155 [N.m], que provoca a circulação da corrente nominal de armadura de 1,013 [A]. No momento da aplicação do degrau de carga no motor, ocorreu uma queda momentânea de rotação com valor de 8604,98 [rpm], o controle de velocidade atua e retoma a rotação ao valor do 8650 [rpm], demonstrando uma excelente performance do controlador.

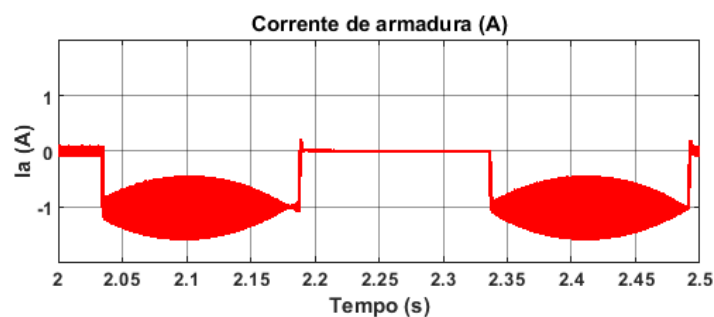
Figura 15 – Tela da simulação para o Teste 2.

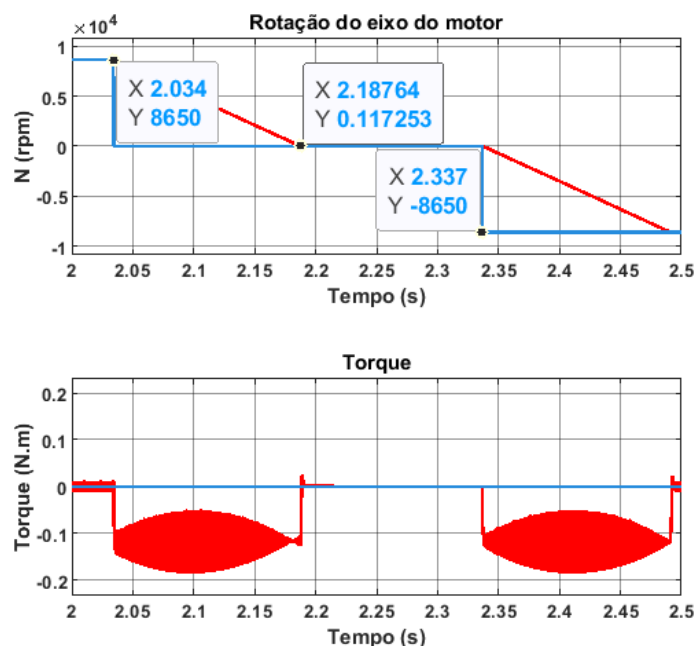


3.5 Teste 3 - Rotação no sentido anti-horário: Degrau de rotação 8.650rpm, sem carga no eixo

No instante $t = 2.034s$ ocorre uma frenagem no eixo do motor, estando ele sem carga, a rotação vai a zero, para que a sentido de rotação seja invertido para anti-horário no instante $t = 2.337s$, as formas de onda da corrente de armadura, rotação no eixo e torque eletromagnético no motor são apresentados na Figura 15. Nota-se, que com a atuação do controle de velocidade, o motor leva em torno de 0,15364s para rotação ir de 8650rpm para aproximadamente zero.

Figura 16 – Tela da simulação para o Teste 3.

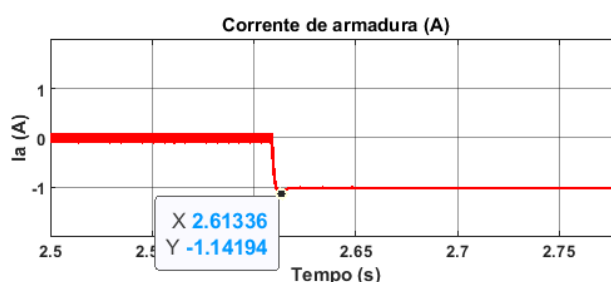


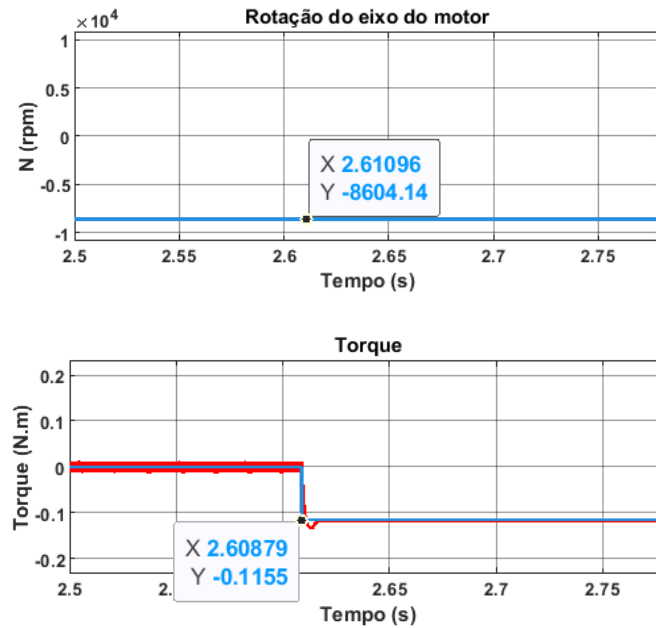


3.6 Teste 4 - Rotação no sentido anti-horário: Rotação do eixo do motor a 8.650 [rpm] e degrau de torque e 0.1155 [N.m]

Nesse último teste, após o motor estar com a rotação no sentido anti-horário, é colocado novamente carga nominal no eixo do motor, conforme pode ser visto na Figura 16, onde são apresentadas as formas de onda da corrente de armadura, rotação no eixo e torque eletromagnético no motor. Nota-se, que no instante $t = 2,68079$ [s] foi aplicado um torque de -0.1155 [N.m], semelhante ao Teste 1, a rotação do eixo do motor tem uma leve queda saindo de -8650 [rpm] para $-8604,14$ [rpm], enquanto a corrente de armadura chegou ao seu pico de -1.14194 [A], depois em regime permanente se estabilizou em aproximadamente -1 [A]. Novamente, nota-se que aplicando carga nominal no motor, sua rotação foi reestabelecida para seu valor de referência em um intervalo de tempo muito pequeno, demonstrando que os controladores das malhas de velocidade e corrente atuaram de forma satisfatória.

Figura 17 – Tela da simulação para o Teste 4.





4. CONCLUSÃO/ CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este trabalho apresentou uma análise detalhada do controle de velocidade de um motor de corrente contínua de ímã permanente acionado por chopper. Nesse contexto, foi apresentado a modelagem matemática, as características de resposta transitória e dinâmica do motor, o projeto do sistema de controle, contendo a sintonia dos controladores das malhas de velocidade e corrente de armadura, por fim foi apresentado os resultados de uma simulação computacional com parâmetros elétricos e mecânicos reais de um motor cc de ímã permanente.

Pelos resultados encontrados na simulação computacional, verifica-se que a técnica empregada de cancelamento de polos e zeros na malha de corrente, juntamente com os controles anti-windup e antecipativo, trouxeram uma resposta rápida, estável e sem overshoot para a grandeza a ser controlada, no caso a rotação do eixo do motor. E também para as demais grandezas, como corrente e torque eletromagnético, cujas respostas foram rápidas, estáveis e com o mínimo possível de overshoot, sendo esse último parâmetro de resposta transitória reduzido pelos limitadores das plantas de controle. Nesse mesmo sentido, nota-se que em todos os testes analisados, a rotação do eixo do motor seguiu os set-points estabelecidos para as condições de rotação sem carga, com carga e a operação nos dois sentidos de rotação. Demonstrando, que os ganhos obtidos no projeto dos controladores de velocidade e corrente foram determinantes para garantir uma excelente performance no controle de velocidade do motor.

5. REFERÊNCIAS

- KIM, SANG-HOON. Electric Motor Control DC, AC, and BLDC Motors. 1ª edição. Amsterdam. Elsevier Science, 2017.
- RASHID, MUHAMMAD H. ELETRÔNICA DE POTÊNCIA / MUHAMMAD H. RASHID; tradução Leonardo Abramowicz ; revisão técnica Carlos Marcelo de Oliveira Stein. – 4. ed. São Paulo: Pearson Education do Brasil, 2014.
- M. SHOURAN AND M. HABIL, "Tuning of PID Controller Using Different Optimization Algorithms for Industrial DC Motor," 2021 International Conference on Advance Computing

and Innovative Technologies in Engineering (ICACITE), Greater Noida, India, 2021, pp. 756-759, doi: 10.1109/ICACITE51222.2021.9404616.

P. THIRUSAKTHIMURUGAN AND P. DANANJAYAN, "An auto tuning robust speed control of Permanent Magnet Brushless DC motor," 2006 India International Conference on Power Electronics, Chennai, India, 2006, pp. 416-420, doi: 10.1109/IICPE.2006.4685409.

UMANS, STEPHEN D. MÁQUINAS ELÉTRICAS DE FITZGERALD E KINGSLEY / STEPHEN D. UMANS ; tradução: Anatólio Laschuk. – 7. ed. – Dados eletrônicos. – Porto Alegre : AMGH.

NOTAS

CONTRIBUIÇÃO DE AUTORIA

Todos os autores contribuíram de maneira equivalente para a concepção e elaboração do manuscrito, coleta de dados, análise dos dados, discussão dos resultados, revisão e aprovação da versão final.

PREPRINTS

O manuscrito não é um preprint.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem à Universidade Federal de Uberlândia pelo apoio institucional e pela infraestrutura disponibilizada para a realização dos ensaios experimentais.

CONFLITO DE INTERESSES

Os autores declaram não haver conflito de interesses.

DISPONIBILIDADE DE DADOS DE PESQUISA E OUTROS MATERIAIS

Os dados foram publicados no próprio artigo. Todo o conjunto de dados que dá suporte aos resultados deste estudo está incluído no corpo do artigo.

ANUÊNCIA DE AVALIAÇÃO ABERTA

Não aplicável.



O conteúdo deste trabalho pode ser usado sob os termos da licença Creative Commons Attribution 4.0. Qualquer outra distribuição deste trabalho deve manter a atribuição ao(s) autor(es) e o título do trabalho, citação da revista e DOI.