



Relatório do Projeto Final

Handel Emanuel Natividade Peres - N°12681368
Pedro Augusto dos Santos Kzan - N°12547465

Resumo—O objetivo desta prática se baseia na aplicação do seu próprio controle digital, por meio da modelagem do sistema e discretização do modelo. Foi necessário definir critérios de desempenho, estruturar o controlador, realizar a sua sintonia e implementá-lo. Posteriormente, se mostraram os resultados para os distintos setpoints e a sua rejeição de ruído. O tema escolhido foi o controle de um Motor DC, por meio de um acelerômetro, com hélices desbalanceadas para garantir vibração suficiente no acelerômetro.

Por meio desta vibração medida, buscaram-se maneiras de associá-las ao número de Rotações por Minuto do motor (RPM).

Para isso, fez-se a modelagem do sistema por PRBS, discretizou-se por meio do método Segurador de Ordem Zero (ZOH), implementou-se um controlador tipo PI sintonizado pelo PIDTuner e o rltool¹ e, também, uma sintonia fina.

Por fim, dadas as limitações do controle PI e a característica não linear do modelo, um controle de níveis de velocidade (baixa, média e máxima) foi realizado com sucesso, apesar do elevado ruído do sistema.

I. INTRODUÇÃO

O sistema utilizado na prática é composto por um *air cooler*, que é usada como um motor DC girante. Junto a este motor, foi acoplado um sensor acelerômetro. O objetivo desta prática é controlar a rotação do *air cooler* por meio da sua vibração, capturada pelo acelerômetro, presente em 1.

Para isso, mapeamos o RPM por sua vibração correspondente por meio da calibração e, a partir disto, com a variável ajustada (RPM estimado) realizar controle sobre a velocidade do motor a partir deste RPM estimado, que é função da vibração obtida.

A captura da vibração de um motor é uma maneira para mensurar a vida útil dele: um motor que começa a vibrar de forma anormal apresenta sinais que precisa de conserto ou substituição, ou que seu rendimento caiu ou está prestes a se reduzir.

Ademais, para produzir um maior vibração do motor, adicionou-se pequenas deformações nas hélices do rotor para que ele vibrasse mais ao girar.



Figura 1: Figura ilustrativa da planta usada. Fonte: Aliexpress

A. Modelagens do Sistema

1) Modelagem de um Servomotor DC: Em geral, o torque gerado por um motor CC é proporcional à corrente de armadura e à intensidade do campo magnético. Podemos assumir que o campo magnético é constante e, portanto, que o torque do motor é proporcional apenas à corrente de armadura i por um fator constante K_t , como mostrado na equação abaixo. Este modelo é conhecido como motor controlado pela armadura.

$$T = K_t i. \quad (1)$$

A força contraeletromotriz (back emf), e , é proporcional à velocidade angular do eixo por um fator constante K_e .

$$e = K_e \dot{\theta}. \quad (2)$$

Em unidades SI, as constantes de torque do motor e da força contraeletromotriz são iguais, isto é, $K_t = K_e$. Portanto, usaremos K para representar tanto a constante de torque quanto a constante de back emf.

Pode-se derivar as seguintes equações governantes com base na 2ª lei de Newton e na lei das malhas de Kirchhoff.

$K\dot{\theta}$ representa uma voltagem gerada no motor, J o momento de inércia do rotor, b coeficiente de atrito viscoso.

$$J\ddot{\theta} + b\dot{\theta} = Ki. \quad (3)$$

¹Ferramentas presentes no software Matlab v.R2023b

$$L \frac{di}{dt} + Ri = V - K\dot{\theta}. \quad (4)$$

FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA DA VELOCIDADE ANGULAR DO MOTOR POR SUA TENSÃO INDUZIDA NA ARMADURA

Aplicando a transformada de Laplace, as equações de modelagem acima podem ser expressas em termos da variável de Laplace s .

$$s(Js + b)\Theta(s) = KI(s). \quad (5)$$

$$(Ls + R)I(s) = V(s) - Ks\Theta(s). \quad (6)$$

Chegamos à seguinte função de transferência em malha aberta ao eliminar $I(s)$ entre as duas equações acima, considerando que a velocidade deve ser a saída e a tensão de armadura é a entrada. [3]

$$P(s) = \frac{\dot{\Theta}(s)}{V(s)} = \frac{K}{s((Js + b)(Ls + R) + K^2)} \left[\frac{\text{rad/s}}{V} \right], \quad (7)$$

2) Modelagem do acelerômetro:

Modelagem da Função de Transferência do Acelerômetro

A modelagem dinâmica de um acelerômetro baseia-se no princípio de um sistema massa-mola-amortecedor, no qual uma massa de prova é conectada ao corpo do sensor por meio de uma mola de constante k e um amortecedor de coeficiente c . A excitação externa é o movimento do corpo do sensor, denotado por $u(t)$. O deslocamento relativo entre a massa de prova e o corpo é denotado por $x(t)$. [1]

A dinâmica relativa entre $x(t)$ e $u(t)$ é dada por: [1]

$$m\ddot{x}(t) + c\dot{x}(t) + kx(t) = -m\ddot{u}(t). \quad (8)$$

Em que:

- m é a massa inercial do acelerômetro,
- c é o coeficiente de amortecimento,
- k é a rigidez da mola,
- $u(t)$ é o movimento do corpo do sensor,
- $x(t)$ é o deslocamento relativo da massa.

Aplicando a Transformada de Fourier e substituindo $d/dt \rightarrow j\omega$, obtém-se:

$$X(\omega) = \frac{-\omega^2}{\omega_0^2 - \omega^2 + j(2\zeta\omega_0\omega)} U(\omega), \quad (9)$$

em que $\omega_0 = \sqrt{k/m}$ é a frequência natural e $\zeta = c/(2\sqrt{km})$ é o fator de amortecimento.

Assim, a função de transferência do sistema mecânico é:

$$H(\omega) = \frac{X(\omega)}{U(\omega)} = \frac{-\omega^2}{\omega_0^2 - \omega^2 + j(2\zeta\omega_0\omega)}. \quad (10)$$

Função de Transferência no Caso de Baixas Frequências

Para acelerômetros MEMS, a frequência natural é tipicamente muito elevada ($\omega_0 \gg$ faixa de operação), de modo que $\omega \ll \omega_0$. É mostrado por Hons e Stewart (2006) que, nesse regime, a equação se simplifica para:

$$H(\omega) \simeq \frac{X(\omega)}{U(\omega)} \simeq \frac{1}{\omega_0^2}. \quad (11)$$

E como o transdutor converte diretamente o deslocamento relativo $x(t)$ em tensão, a saída é proporcional à aceleração do corpo:

$$x(t) \approx -\frac{1}{\omega_0^2} \ddot{u}(t). \quad (12)$$

Assim, o acelerômetro atua como um sensor de aceleração com resposta plana na banda de operação.

Expressão Normalizada da Função de Transferência

A forma mais utilizada em engenharia de controle para documentar o acelerômetro é:

$$H(s) = \frac{X(s)}{U(s)} = \frac{s^2}{s^2 + 2\zeta\omega_0 s + \omega_0^2}. \quad (13)$$

Esta função de transferência descreve completamente a dinâmica mecânica do acelerômetro, representando um sistema de segunda ordem típico de sensores MEMS.

3) Modelagem da Vibração da Ventoinha: A ventoinha utilizada no experimento funciona como um motor DC, produzindo vibração mecânica devido ao desbalanceamento do rotor. Essa vibração pode ser aproximada por um sinal harmônico, cuja frequência depende diretamente da velocidade angular do motor.

A aceleração medida pelo acelerômetro pode ser descrita por:

$$a(t) = A \sin(\omega t). \quad (14)$$

onde:

- A é a amplitude da vibração;
- ω é a velocidade angular do motor em rad/s.

A amplitude da vibração cresce proporcionalmente à velocidade angular:

$$A \propto \omega; \quad (15)$$

Portanto, o acelerômetro pode ser utilizado como um estimador indireto da velocidade do motor, especialmente através do cálculo do valor RMS da aceleração medida.

4) Relação entre Aceleração, Vibração da Ventoinha e Potência Mecânica: Com a modelagem do motor DC, da vibração induzida pelo desbalanceamento do rotor e da dinâmica do acelerômetro, é possível estabelecer uma função de transferência completa entre a potência

mecânica produzida pelo motor e a aceleração medida pelo sensor.

A vibração da ventoinha foi modelada como um sinal harmônico cuja amplitude depende diretamente da velocidade angular:

$$a(t) = A \sin(\omega t), \quad A \propto \omega. \quad (16)$$

Linearizando em torno de um ponto de operação ω_0 , obtém-se a relação de pequenos sinais:

$$\Delta a(t) = K_a \Delta \omega(t), \quad (17)$$

onde K_a é um ganho determinado experimentalmente e depende do nível de desbalanceamento da ventoinha.

Por outro lado, a potência mecânica do motor é dada por:

$$P(t) = T(t) \omega(t) = K_t i(t) \omega(t). \quad (18)$$

Para pequenas variações em torno do ponto (i_0, ω_0) , a potência pode ser linearizada:

$$\Delta P(t) \simeq K_t (i_0 \Delta \omega(t) + \omega_0 \Delta i(t)). \quad (19)$$

Assumindo que a corrente é regulada rapidamente ou que suas variações são pequenas,

$$\Delta P(t) \approx K_t i_0 \Delta \omega(t). \quad (20)$$

Substituindo (17) em (20), obtém-se a relação estática entre potência e aceleração:

$$\Delta P(t) = \frac{K_t i_0}{K_a} \Delta a(t). \quad (21)$$

a) *Inclusão da Dinâmica do Acelerômetro:* A dinâmica do acelerômetro foi previamente modelada como um sistema massa-mola-amortecedor:

$$H(s) = \frac{X(s)}{U(s)} = \frac{s^2}{s^2 + 2\zeta\omega_0 s + \omega_0^2}. \quad (22)$$

No regime de baixas frequências (faixa de operação do experimento),

$$x(t) \approx -\frac{1}{\omega_0^2} \ddot{u}(t), \quad (23)$$

de modo que a saída do acelerômetro é diretamente proporcional à aceleração verdadeira do corpo.

Portanto, no domínio de Laplace, a aceleração medida é:

$$A(s) = H_{\text{acc}}(s) U(s), \quad (24)$$

onde, no regime operacional,

$$H_{\text{acc}}(s) \simeq 1. \quad (25)$$

b) *Função de Transferência Final: Potência a partir da Aceleração:* Combinando (21) com a dinâmica do acelerômetro, a função de transferência entre a aceleração medida e a potência mecânica é:

$$G_{P \leftarrow A}(s) = \frac{\Delta P(s)}{\Delta A(s)} = \frac{K_t i_0}{K_a} \cdot \frac{1}{H_{\text{acc}}(s)}. \quad (26)$$

No regime de baixas frequências — válido para ventiladores de pequeno porte — tem-se $H_{\text{acc}}(s) \simeq 1$, e portanto:

$$G_{P \leftarrow A}(s) \simeq \frac{\Delta P(s)}{\Delta A(s)} = \frac{K_t i_0}{K_a} \quad (27)$$

Esta expressão mostra que a potência mecânica pode ser estimada diretamente a partir da aceleração RMS medida pelo acelerômetro, com um ganho proporcional que depende apenas das características do motor e sua corrente e do desbalanceamento das hélices acopladas no motor.

B. Controle no Sistema: PI

Para o controle neste trabalho, utilizamos controle PI. O controle PI segue a fórmula 28:

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(\tau) d\tau \quad (28)$$

Deste modelo, temos que a **parcela** K_p , parcela proporcional, causa um efeito mais direto e agressivo no controle. Ela reduz o erro de forma proporcional a quanto erro há no sistema. Aumentar esta parcela causa resposta mais rápida e agressiva, mas um K_p alto demais pode causar oscilações e overshoot no sistema. Um valor baixo demais para K_p resulta em resposta mais distante do setpoint e mais lenta, muitas vezes com controle distante do setpoint ou fraco, insuficiente.

Já a parcela K_i , termo integrativo, soma o erro que já existe no sistema para realizar ação corretiva ao erro, eliminando o erro de regime permanente. Aumentar esta parcela causa aproximação mais rápida da saída ao setpoint, porém com um valor alto demais, o K_i pode acumular para o erro valores maiores do que o verdadeiro, causando oscilações em torno do setpoint, ou resposta errada frente a distúrbios. Com um valor baixo demais para K_i , o sistema apresentará erro permanente não removido.

Na sintonia do controlador PI, é necessário escolher valores ótimos e balanceados para K_p e K_i de modo que se obtenha as respostas mais próximas do setpoint e estáveis.

Muitas vezes também se usa controle PID que inclui a parcela K_d , mas esta parcela é sensível e no caso desta prática, iria prejudicar o controle, porque este sistema é cheio de ruídos.

É ideal utilizar as parcelas K_p e K_i em sintonia robusta em um sistema com ruídos como este.

C. Outras técnicas implementadas neste sistema de Controle Digital

1) *Filtro EMA*: Com o objetivo de atenuar os efeitos de ruídos presentes nos sinais medidos do sistema, encontramos e aplicamos no sistema a técnica de filtro de Média Móvel Exponencial (Exponential Moving Average – EMA). Esta técnica é muito rentável devido à sua simplicidade de implementação e baixo custo computacional, sendo especialmente adequada para aplicações em tempo real.

O filtro EMA realiza uma ponderação exponencial entre o valor atual do sinal e o valor previamente filtrado, conforme a Equação 29.

$$y[k] = \alpha x[k] + (1 - \alpha)y[k - 1]. \quad (29)$$

Em que $x[k]$ representa o sinal de entrada no instante discreto k , $y[k]$ é o sinal filtrado, e $\alpha \in (0, 1)$ é o fator de suavização, responsável pelo compromisso entre resposta rápida e rejeição de ruído.

Quanto maior o coeficiente α , mais ruído o filtro deixa passar, e quanto menor, mais filtrado fica o sinal.

Neste trabalho, obtivemos resultados satisfatórios fixando o α em $\alpha=0,03$.

2) *Anti-windup*: Em sistemas de controle com atuação limitada, a saturação do atuador pode levar ao acúmulo excessivo da ação integral, fenômeno conhecido como *integrator windup*. Este efeito pode degradar o desempenho do sistema, aumentando o sobressinal e o tempo de acomodação, além de comprometer a estabilidade.

Com o objetivo de mitigar este problema, utiliza-se a técnica de *anti-windup*, que consiste em limitar ou realimentar a ação integral sempre que o sinal de controle atinge os limites físicos do atuador. Uma das abordagens mais empregadas é o método de realimentação por retrocálculo (*back-calculation*), descrito pela Equação 30.

$$\dot{x}_i(t) = e(t) + K_{aw}(u_{sat}(t) - u(t)). \quad (30)$$

Em que $x_i(t)$ representa o estado da ação integral, $e(t)$ é o erro do sistema, $u(t)$ é o sinal de controle antes da saturação, $u_{sat}(t)$ é o sinal de controle saturado, e K_{aw} é o ganho de anti-windup. Neste trabalho, utilizamos $K_{aw} = 0.2$.

Além disso, em sistemas sujeitos a elevados níveis de ruído, como o desta prática, variações rápidas no erro podem induzir oscilações na ação integral, levando o controlador a atingir repetidamente a saturação do atuador. Nesses casos, a combinação do mecanismo de *anti-windup* com técnicas de filtragem do sinal de erro, como o filtro de Média Móvel Exponencial (EMA), contribui para uma atuação mais estável e robusta do controlador.

Desta forma, o *anti-windup* não apenas previne o acúmulo excessivo da ação integral, mas também reduz os

efeitos adversos do ruído sobre o desempenho dinâmico do sistema.

II. MATERIAIS E MÉTODOS

A. Materiais

Tabela I: Lista de Materiais e Componentes Utilizados

Componente / Item	Tipo	Quantidade
MATLAB	software	1
Arduino IDE	software	1
Protoboard		1
1N4148	Diodo	1
1k, 1k2, 2x10, 560 [Ω]	Resistores	5
Motor DC		1
Fonte DC	12V	1
Arduino Nano	Microcontrolador	1
ADXL345	Acelerômetro	1
PC817C	Optoacoplador	1
BC 337	Transistor NPN	1
BC 327	Transistor PNP	1
IRFZ44N	MOSFET	1

B. Métodos

A metodologia e os passos do projeto aqui apresentados são sumarizados por meio da figura 2 em que as seguintes tarefas são feitas:

- 1) Montagem do circuito;
- 2) Verificação da resposta do motor para diferentes tensões;
- 3) Obteve-se a Transformada de Fourier Rápida (FFT) do sistema usando o Sinal Binário Pseudo-aleatório (PRBS);
- 4) Obtenção do Gráfico de Bode;
- 5) Implementação do Filtro Digital
- 6) Ajuste da quantidade de Polos e zeros da Função de Transferência estimada;
- 7) Ajuste dos Ganhos do Controlador PID
- 8) Validação em diferentes Setpoints

Montou-se o circuito conforme a imagem 4 e como há uma tensão de 12V de alimentação ao motor DC, implementou-se um optoacoplador para isolamento do arduino nano, seu resultado final pode ser visto na imagem 3.

A comunicação do acelerômetro com o microcontrolador foi feita via SPI com o range de 16G para evitar a sua saturação com taxa interna de amostragem configurada para 200 Hz [2], os dados obtidos são referentes ao 3 eixos, logo, a soma dos seus quadrados garante que vejamos a potência do sinal em sua completude.².

²É importante salientar que o arduino está funcionando em uma taxa de 100 Hz, a comunicação serial em 115200 símbolos/s.

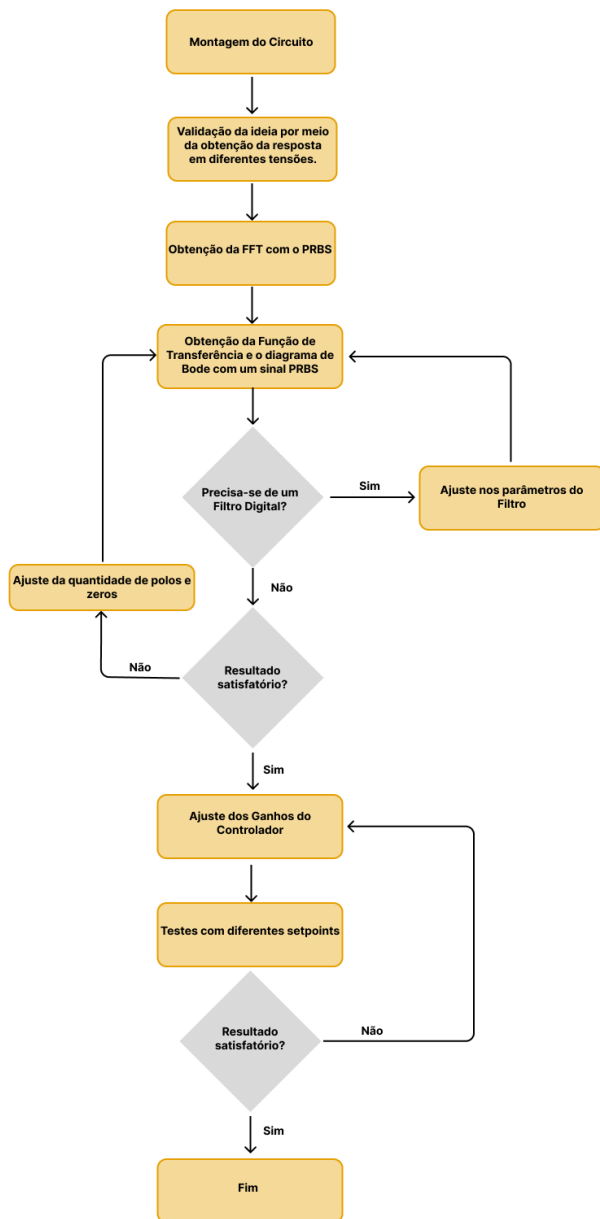


Figura 2: Fluxograma do projeto de controle do Motor via sinais de aceleração.

Logo após, realizou-se a caracterização inicial da resposta do motor à excitação direta (sem PWM) de 4.8V que é a tensão mínima de funcionamento até os 12 V, tensão máxima, obtendo a figura 5.

O que pôde-se perceber é que a resposta do sistema vai se amplificando ao passo que a tensão de entrada vai aumentando. Obtendo-se, 3 níveis: o primeiro, perto de $120 \mu W$, o segundo em $135 \mu W$ (entre 6V e 9.2V) e o terceiro nível, a partir dos 200 segundos, possui uma configuração mais progressiva.

Esses dados levaram em conta somente a dinâmica do

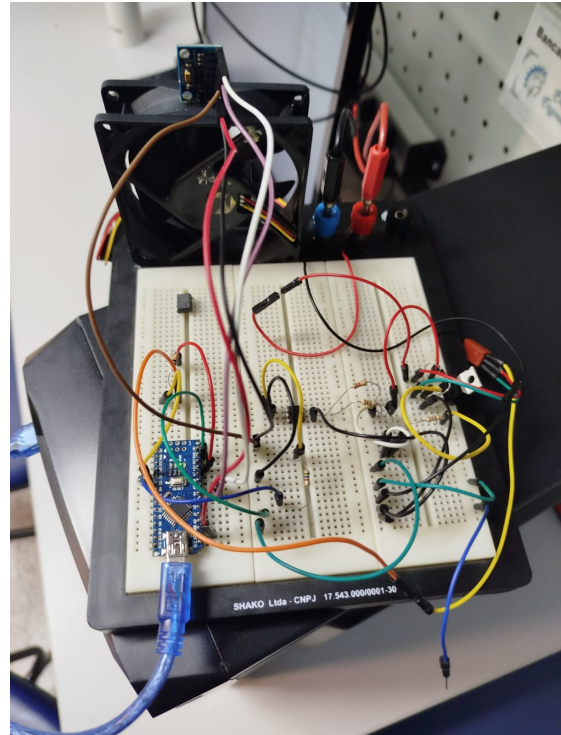


Figura 3: Circuito da prática montado fisicamente

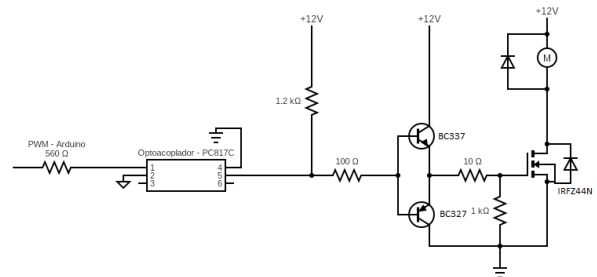


Figura 4: Esquemático elétrico da montagem do circuito.

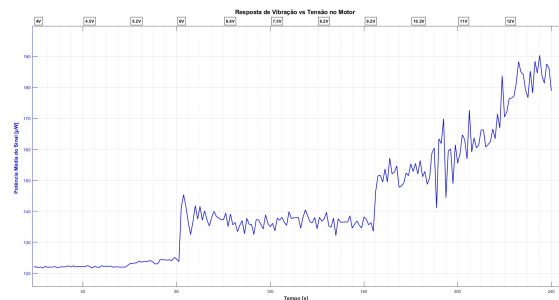


Figura 5: Excitação do motor pela fonte DC (4-12V) observando a potência resultante da energia do sinal nos 3 eixos do sensor.

sistema sem nenhuma calibração, o que explica o offset. Criou-se então a função de calibração que por um tempo especificado pelo usuário mede o offset em cada um dos eixos de medição do acelerômetro.

Outras funções do código permitem o controle do motor via PWM, o monitoramento via gráfico no matlab ou monitor serial, ajuste dos ganhos, da deadzone e uma resposta adaptativa de calibração ao decorrer do tempo.

Em seguida, com o pwm variável fez-se dois procedimentos, o primeiro foi tabelar a velocidade do sistema para poder correlacionar com a potência do sinal do acelerômetro, observado em 7 e, também, um outro teste foi feito buscando correlacionar a tensão no gate do mosfet com o PWM e as Rotações por Minuto, visto em 6.

Com base nessas relações, as equações para a estimativa da velocidade do motor com base na vibração da plataforma, foram feitas e inseridas no código arduino.

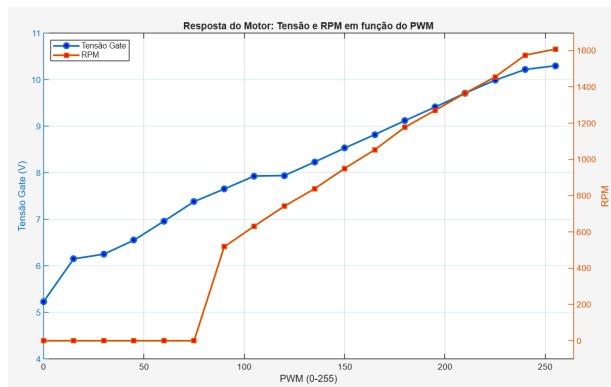


Figura 6: Gráfico de estudo inicial verificando a influência da variação do sinal de entrada nas Rotações e na tensão do Gate do Mosfet, responsável por acionar o motor.

Com a ideia tendo sido minimamente validada e posse das equações que convertem os dados do acelerômetro em estimativas do RPM do motor³. Fez-se a caracterização via PRBS por meio do código disponibilizado e obteve-se a figura 8, os dados também estão disponibilizados no Github do projeto⁴, serão os direcionadores acerca da característica do sistema e a melhor maneira de controlá-lo.

Usando a ferramenta ident do matlab obteve-se uma função de transferência do sistema sem nenhum uso de filtro, descrita em 10 e a Transformada Rápida de Fourier do sinal, em 9 para observar o seu comportamento nas diferentes frequências.

Depois disso, fez-se o diagrama de bode e procurou-se criar um filtro que eliminasse as altas frequências.

³Todo este projeto foi feito com 10ms como período de amostragem.

⁴Disponível em: <https://github.com/HandelNatividade/DCMotorControl-By-Acceleration>

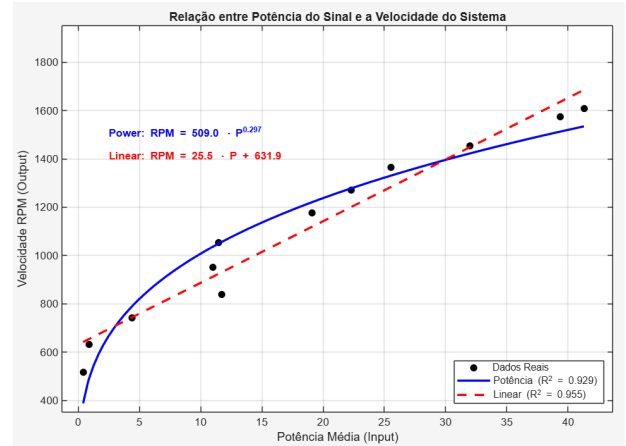


Figura 7: Curvas que buscam traduzir a relação entre a potência do sinal de vibração e a rotação do motor.

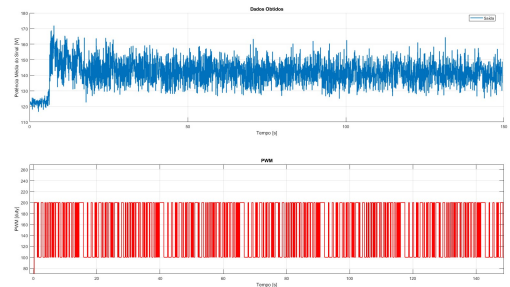


Figura 8: Resposta da Potência Média do Sinal do Acelerômetro nos 3 eixos ao sinal PWM aplicado.

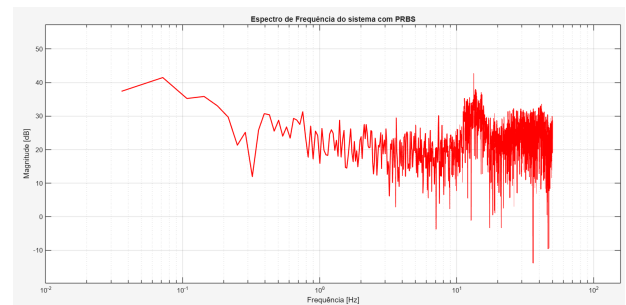


Figura 9: FFT do sistema sem filtragem com o PRBS de entrada.

Logo após, uma nova caracterização via PRBS foi feita e uma nova Função de Transferência obtida. Os ganhos do controlador foram sendo ajustados e a resposta do sistema para diferentes setpoints e quando há uma parada brusca no motor foram, por fim, documentados.

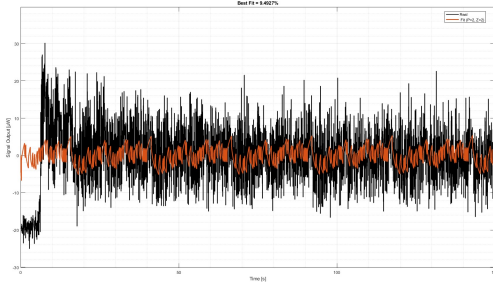


Figura 10: Função de Transferência com 2 polos e 2 zeros do sistema sem filtro e com valor de ajuste menor que 10%.

III. RESULTADOS EXPERIMENTAIS E DISCUSSÕES

A. Estimação da função transferência

O valor de ajuste obtido na primeiro modelo de função de transferência resalta que a dinâmica apontava para algo com 2 polos e 2 zeros, mas um resultado de ajuste de 9.492%⁵ praticamente não permite fazer inferência alguma acerca do sistema.

Como o índice de ajuste foi demasiado pequeno, um filtro EMA foi adicionado no sistema de controle, entregando a ele um sinal, filtrado, com muito menos ruído, o que permitiu melhor observabilidade do sinal médio, polido dos seus ruídos.

Por conseguinte, obteve-se controle mais estável e capacidade para estimar de forma minimamente precisa as possíveis funções transferência do sistema. O parâmetro α do filtro foi ajustado para $\alpha = 0,03$, que obtivemos mais sucesso e resultados mais satisfatórios.

Além disso, por testes prévios, se ajustou os ganhos K_p e K_i para $K_p = 9$ e $K_i = 0.9$, valores que entregaram resposta mais rápida e mantiveram precisão nos resultados e esforço de controle.

Assim, realizou-se um ensaio PRBS, capturando os sinais de RPM estimado bruto e filtrado, como indicado na figura 11. Em seguida, utilizando o tfest, obtivemos estimações para os modelos de função transferência do sistema pelos sinais PRBS.

A nova função de transferência, ilustrada em 12, tem no domínio de Laplace a representação descrita pela equação (31) e sua representação discretizada em (32).

$$G(s) = \frac{66.87s - 10.09}{s^2 + 0.2658s + 0.08221} \quad (31)$$

$$G(z) = \frac{6.621z - 6.649}{z^2 - 1.997z + 0.9973} \quad (32)$$

O modelo de melhor ajuste e menor complexidade foi escolhido nessa segunda aquisição via PRBS. Tendo 2

⁵Os outros valores são descritos no apêndice A.

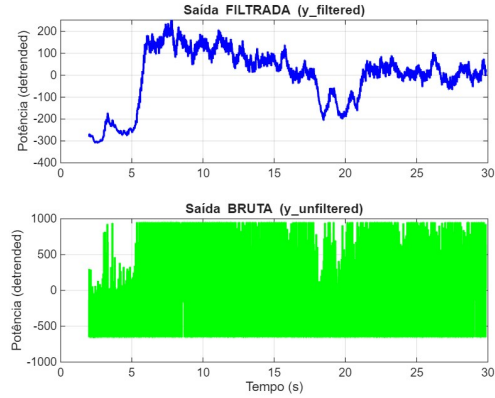


Figura 11: PRBS: comparação entre sinal filtrado e bruto do RPM estimado a partir da vibração.

polos e 1 zero e ajuste 54,91%, um resultado extremamente satisfatório para um sistema tão ruidoso quanto o desta prática, descrito em (32).

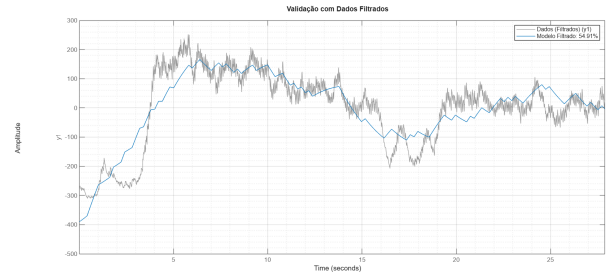


Figura 12: Nova função de Transferência com o modelo filtrado e ajuste de 54.91%.

O filtro adicionado e ajustado foi útil para a obtenção de modelos de melhor estimação, a hipótese era que um filtro para as altas frequências era o necessário⁶

Os resultados, apresentados na figura 13 em que há o diagrama de bode da função estimada, ao passo que na figura 14 está o diagrama de bode para os dados reais comprovou a eficiência do filtro para frequências acima de 1 rad/s.

Observa-se que a resposta da versão filtrada do RPM estimado é mais fidedigna ao comportamento esperado de um sistema físico, apresentando variação de fase coerente no diagrama de Bode.

Em contrapartida, o sinal bruto de RPM não apresenta alteração significativa de fase, indicando forte influência de ruído e ausência de uma dinâmica representativa do sistema.

⁶A premissa era que valorizar as frequência mais baixas facilitaria no controle, mas após a análise da documentação completa vê-se que há informações relevantes entre 1 Hz e 27 Hz que são relacionadas ao giro do motor. Fato evidente na FFT e no diagrama de bode.

Ademais, o sinal bruto apresenta maior magnitude geral e claros indícios de forte presença de ruídos de alta frequência, acima de 40 Hz.

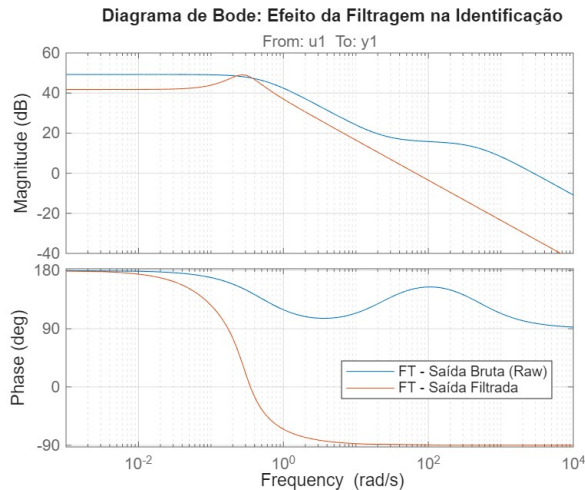


Figura 13: Diagrama de bode de magnitude e fase: sistemas estimados.

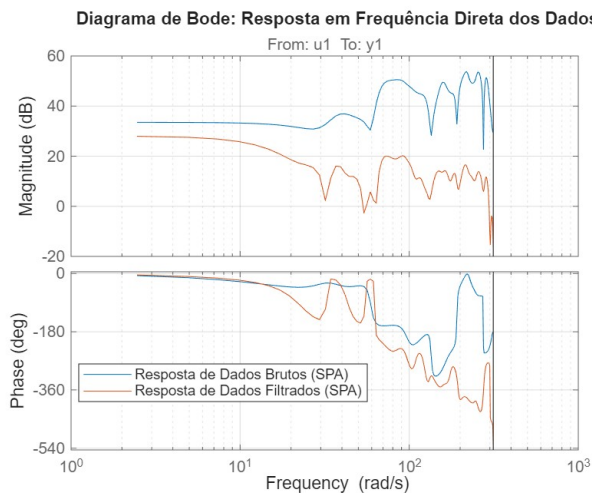


Figura 14: Diagrama de Bode magnitude e fase: sinais reais, bruto e filtrado.

Ademais, nas figuras 15 e 16, pode se observar respectivamente a FFT da entrada PRBS, e como o sistema se comportou, em uma versão filtrada dos dados com $\alpha = 0,03$, e na versão dos dados brutos. Assim, pode se notar o comportamento do sistema, que apresenta ruídos de alta frequência na versão bruta dos dados.

B. Resposta a setpoints do sistema e rejeição de distúrbios

Após a modelagem e ajustou-se de K_p e K_i em 9 e 0.9, respectivamente, buscando uma resposta rápida no

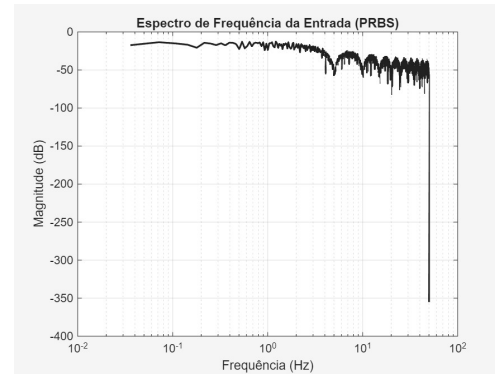


Figura 15: FFT do sinal de entrada no PRBS.

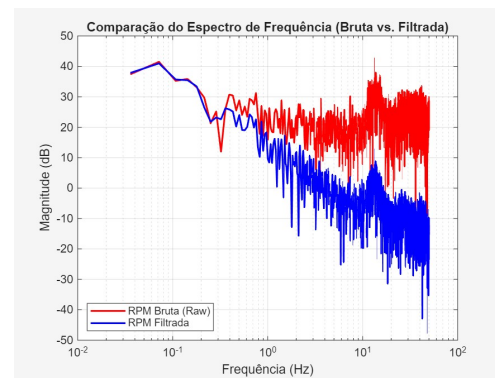


Figura 16: Comparação da FFT entre o sinal filtrado e o bruto da saída.

sistema e que não apresentasse imprecisões. Estes valores para os coeficientes bastaram.

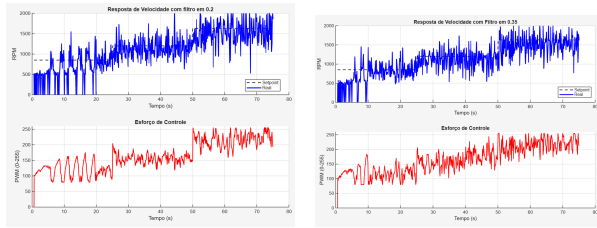
Em seguida, testou-se o efeito do ajuste do filtro no sistema, obtendo-se respostas do sistema filtrado para diferentes setpoints, que foram documentadas nas figuras 17(a) e 17(b) com um resultado melhor na amplitude de oscilação no teste da figura 17(b). Nesta comparação, pode-se observar o começo do efeito do filtro. A saída pode ser ruidosa, mas a versão filtrada, que o esforço de controle lê, faz o esforço de controle ser menos instável, o que também preserva a vida útil do sistema de cargas.

A variação em setpoint visou testar para baixa velocidade, em que o motor começa a girar, média velocidade, e velocidade máxima. As velocidades de setpoint foram 850RPM, 1200RPM e 1650RPM.

Assim, ajustando-se o parâmetro do filtro α para o valor final de 0,03, nota-se que o esforço de controle ficou muito mais preciso e constante, estável, o que é ideal neste sistema em que o PWM apresenta proporcionalidade ao RPM.

18.

Ademais, testou-se a rejeição a distúrbios do sistema, introduzindo perturbação na rotação. Apenas destaca-se que este teste foi realizado após diversos testes do motor,



(a) Resposta do sistema com parâmetro do filtro EMA (α) em 0,2. (b) Resposta do sistema com parâmetro do filtro EMA (α) em 0,35.

Figura 17: Comparativo da eficiência do filtro no processo de obtenção dos setpoints de 850, 1200 e 1650 RPM.

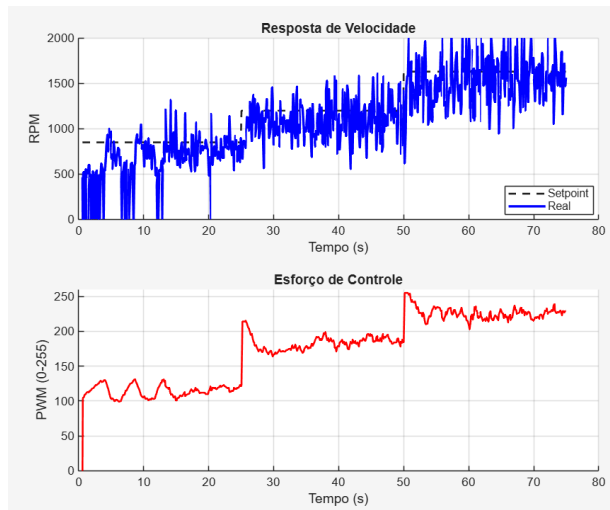


Figura 18: Resposta do sinal com sintonia do controlador ($k_i = 0.9$, $k_p = 9$, $K_{aw} = 0.2$) e filtragem do sinal ($\alpha = 0.03$).

e o motor perturbado (vibrando mais) possivelmente se desgastou, atingindo menos RPM para mais controle. No entanto, a obtenção da resposta em 19 não foi prejudicada, pois verificou-se a capacidade de se manter no setpoint e recuperar a rotação de antes do distúrbio.

Assim, na rejeição a distúrbio nota-se que o sistema responde rapidamente buscando aumentar a velocidade frente a distúrbios, nota-se que a escolha de fortes K_p e K_i contribuiu para resposta rápida, o sistema apresenta boa rejeição a distúrbio, dado que o esforço de controle lê uma versão filtrada e média dos dados da saída: RPM estimado.

IV. CONCLUSÃO

O projeto de controle de um motor simples motor DC com base na vibração, mostrou-se promissor a partir dos resultados aqui descritos. Obviamente, há diversos aspectos que são passíveis de melhoria como a modelagem

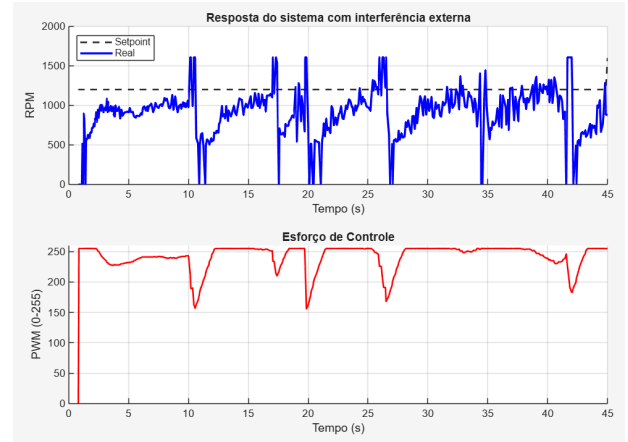


Figura 19: Resposta do sistema à perturbações em 10, 17, 20, 27, 34 e 43 segundos.

da propagação do ruído pela estrutura da planta e uma caracterização mais fidedigna dos ruídos da estrutura relevantes para a predição da rotação.

A simulação da propagação da vibração pela estrutura do material por meio de softwares baseados em Métodos de Elementos Finitos poderia responder se um outro acelerômetro deve ser colocado e uma fusão de dados ser feitas ou realocação do acelerômetro já seria suficiente para uma coleta de dados mais eficiente.

Ademais, a regressão linear utilizada não contempla a física esperada e este pode ser efeito do baixo número de amostras ou pelas quedas de tensão ao longo do circuito de acionamento que impedem que de fato os 12 V cheguem ao motor (tensão máxima de operação do motor).

Entretanto, mesmo com os problemas aqui expostos foi possível controlar minimamente a velocidade do motor, caracterizá-lo e projetar um simples filtro. Desse forma, produziu-se resultados relevantes a partir dessa metodologia pouco ortodoxa de controle de velocidade.

A aplicação de técnicas de controle possibilitou polir e controlar dados estáveis a partir de um sistema ruidoso, o que foi um resultado de boa relevância.

Pudemos praticar aplicação de técnicas de controle amplamente empregadas, e também praticar coleta de dados.

V. REFERÊNCIAS

- [1] M. S. Hons and R. R. Stewart. Transfer Functions of Geophones and Accelerometers and Their Effects on Frequency Content and Wavelets. CREWES Research Report — Volume 18, University of Calgary, 2006.
- [2] ANALOG DEVICES. ADXL345: 3-Axis, ± 2 g/ ± 4 g/ ± 8 g/ ± 16 g Digital Accelerometer. Preliminary Technical Data. Rev. PrA. Norwood, MA: Analog Devices, 2008. 24 p. Disponível em: <http://www.analog.com>. Acesso em: 14 de dez. de 2025.

- [3] “DC Motor Speed: System Modeling,” Control Tutorials for MATLAB and Simulink, Univ. of Michigan, Carnegie Mellon Univ., Univ. of Detroit Mercy. [Online]. Disponível: <https://ctms.engin.umich.edu/CTMS/index.php?example=MotorSpeed§ion=SystemModeling>. Acesso em: 15/11/2025.
- [4] Bruno A. Angélico and Gabriel P. Das Neves. Controle Digital Aplicado. Editora Blucher, 2023.
- [5] E. M. HEMERLY. Controle por Computador de Sistemas Dinâmicos. Editora Blucher, 2nd edition, 2000.
- [6] Katsuhiko Ogata. Discrete-Time Control Systems. Prentice Hall, 2nd edition, 1995.
- [7] FERNANDES, Marcos Rogério. Notas de aula - Controle Digital. São Carlos: Universidade de São Paulo, Escola de Engenharia de São Carlos, 2025. Disponível em: <https://edisciplinas.usp.br/course/view.php?id=132285§ion=0>. Acesso em: dez. 25.

VI. APÊNDICE

A. Valores de Identificação usando a tfest do matlab e 10ms de período de amostragem

Tabela II: Relatório de Identificação (Grid Search)

Polos	Zeros	Fit (%)	Status
1	1	5.0560%	OK
1	2	—	Ignorado ($n_z > n_p$)
1	3	—	Ignorado ($n_z > n_p$)
1	4	—	Ignorado ($n_z > n_p$)
2	1	5.4341%	OK
2	2	9.4927%	OK (Melhor Fit)
2	3	—	Ignorado ($n_z > n_p$)
2	4	—	Ignorado ($n_z > n_p$)
3	1	6.3697%	OK
3	2	5.5454%	OK
3	3	8.9092%	OK
3	4	—	Ignorado ($n_z > n_p$)
4	1	6.2688%	OK
4	2	9.4505%	OK
4	3	8.6003%	OK
4	4	9.4738%	OK

Os códigos utilizados na prática estão disponíveis em: <https://github.com/HandelNatividade/DCMotorControl-By-Acceleration>.