

Desenvolvimento de uma Interface Homem-Máquina Rotativa com Feedback Tátil

Heitor Passos Alves

Departamento de Engenharia Elétrica

Universidade Federal de Viçosa

Viçosa, MG, Brasil

heitor.passos@ufv.br

Alexandre dos Santos Brandão

Departamento de Engenharia Elétrica

Universidade Federal de Viçosa

Viçosa, MG, Brasil

alexandre.brandao@ufv.br

Resumo—O presente trabalho apresenta o desenvolvimento de uma Interface Homem-Máquina (IHM) baseada em um motor Síncrono de Ímã Permanente (PMSM), capaz de fornecer feedback tátil configurável por software. A motivação para este estudo surge da crescente adoção de interfaces de toque em painéis industriais e veículos, que, apesar da versatilidade visual, eliminam o feedback tátil, obrigando o operador a desviar a atenção visual para confirmar acionamentos. O sistema proposto utiliza a técnica de Controle Orientado por Campo (FOC) executada em um microcontrolador ESP32 para manipular o torque do motor com precisão, permitindo simular virtualmente diferentes condições mecânicas. Esta abordagem permite que um único dispositivo físico altere seu comportamento dinamicamente conforme a necessidade da aplicação, unindo a flexibilidade do software à ergonomia dos controles físicos. Os resultados experimentais demonstraram a estabilidade da malha de corrente, baixa ondulação de torque e fidelidade tátil na simulação de diferentes impedâncias mecânicas.

Index Terms—Interface Háptica, IHM, FOC, ESP32, Controle de Impedância.

I. INTRODUÇÃO

A evolução dos sistemas embarcados, aliada à consolidação dos conceitos da Indústria 4.0, tem promovido transformações significativas no projeto de Interfaces Homem-Máquina (IHM). Em aplicações industriais, automotivas e de eletrodomésticos, observa-se uma substituição progressiva de botões, chaves e seletores mecânicos por interfaces baseadas em telas sensíveis ao toque (*touchscreens*), impulsionada principalmente pela flexibilidade proporcionada pelo software e pela integração com sistemas digitais conectados [1], [2].

Apesar dessas vantagens, a substituição de elementos mecânicos tradicionais por superfícies planas elimina uma importante fonte de informação perceptiva: o feedback físico. Em interfaces convencionais, a presença de cliques, retenções e resistências mecânicas fornece ao usuário uma confirmação tátil imediata de suas ações, facilitando a interação e reduzindo a necessidade de verificação visual constante [3]. A ausência desse retorno sensorial pode aumentar a carga cognitiva do operador e elevar a probabilidade de erros de operação, especialmente em cenários nos quais múltiplas tarefas são executadas simultaneamente [4].

Projeto final de conclusão de curso avaliado e aprovado por Tarcisio de Assunção Pizziolo e José Vitor Nicacio, no dia 16/01/2026.

Do ponto de vista do design centrado no usuário, o feedback é um elemento fundamental para a compreensão do estado do sistema e para a construção de interfaces intuitivas. Segundo Norman [3], sistemas que não fornecem retorno perceptível adequado dificultam a associação entre ação e resposta, reduzindo a sensação de controle e a confiança do usuário na interface. Em aplicações nas quais a atenção visual do operador deve ser priorizada para outras tarefas, como em ambientes industriais ou automotivos, essa limitação torna-se ainda mais crítica.

Inserido nesse contexto, este trabalho propõe o desenvolvimento de uma Interface Homem-Máquina rotativa baseada em um motor PMSM, capaz de fornecer feedback háptico configurável por software. O sistema utiliza a técnica de Controle Orientado por Campo (FOC), executada em um microcontrolador ESP32-S3, para controlar com precisão o torque eletromagnético aplicado ao eixo do motor, fornecendo assim um feedback para o operador. Por meio desse controle vetorial, torna-se possível implementar diferentes modelos de comportamento mecânico virtual, permitindo que um único dispositivo físico assuma múltiplas funcionalidades.

O objetivo principal deste trabalho é demonstrar, por meio da implementação prática e validação experimental, que o controle vetorial de motores elétricos viabiliza a criação de interfaces rotativas com características hápticas programáveis. Esta abordagem permite que um único dispositivo físico emule o comportamento mecânico de diversos componentes de entrada, unindo a ergonomia dos controles físicos à versatilidade das interfaces digitais modernas.

II. REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

O desenvolvimento de interfaces hápticas ativas de alta fidelidade impõe desafios multidisciplinares que envolvem o projeto eletromecânico, a eletrônica de potência e a teoria de controle digital. Em sistemas de interação homem-máquina, especialmente aqueles baseados em acionamento direto, a qualidade da sensação tátil está fortemente associada à capacidade do sistema em gerar torque contínuo, estável e previsível. Esta seção apresenta os principais conceitos estabelecidos na literatura relacionados à escolha do atuador eletromecânico e às estratégias de controle empregadas para a obtenção de

Como consequência direta dessa atuação vetorial contínua, elimina-se a natureza discreta da comutação em seis passos. Isso resulta em uma produção de torque extremamente suave, com redução drástica da ondulação (*torque ripple*) quando comparada à técnica trapezoidal, conforme evidenciado na

Figura 2. Para interfaces hápticas, essa característica é mandatória, pois garante que o usuário sinta apenas as forças geradas pelo modelo virtual.

Segundo Bim [8] e Fitzgerald et al. [7], esse desacoplamento resulta em um modelo dinâmico simplificado, no qual o torque eletromagnético torna-se proporcional à corrente de quadratura. Essa equivalência facilita a aplicação de controladores Proporcional-Integral (PI), reduz a complexidade computacional e favorece a implementação em sistemas embarcados com recursos limitados.

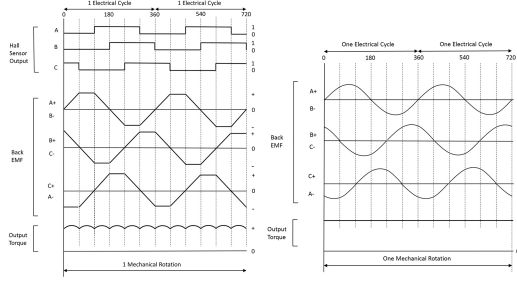


Figura 2: Comparação do ripple de torque entre comutação trapezoidal e Controle Orientado por Campo (FOC). [9]

III. FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Esta seção apresenta o embasamento matemático necessário para a modelagem do motor síncrono de ímãs permanentes e para a implementação do algoritmo de Controle Orientado por Campo (FOC) e do controle por impedância virtual utilizados neste trabalho. O objetivo é estabelecer formalmente as transformações de coordenadas, os modelos de torque e a estrutura de controle que sustentam o funcionamento do sistema desenvolvido.

A. Modelagem do Motor Síncrono de Ímã Permanente (PMSM)

O Motor Síncrono de Ímã Permanente (PMSM) é uma máquina elétrica na qual os campos magnéticos do estator são produzidos por enrolamentos trifásicos alimentados por correntes alternadas, enquanto o campo magnético do rotor é estabelecido por ímãs permanentes. Essa topologia elimina a necessidade de excitação elétrica no rotor e contribui para elevada eficiência e densidade de torque, sendo amplamente empregada em aplicações de acionamento de precisão [7], [10].

Para fins de modelagem e controle no contexto deste trabalho, adotam-se hipóteses clássicas amplamente utilizadas na literatura: o motor é considerado trifásico equilibrado, os efeitos de saturação magnética são desprezados e a força contraeletromotriz (FCEM) é assumida como aproximadamente senoidal. Essas hipóteses permitem a obtenção de um modelo matemático simplificado, adequado à análise do comportamento dinâmico e à implementação de estratégias de controle vetorial [7], [11].

A equação de tensão para cada fase do estator ($j = a, b, c$), no domínio do tempo, pode ser expressa por:

$$v_j(t) = R_s i_j(t) + L_s \frac{di_j(t)}{dt} + e_j(t) \quad (1)$$

Onde:

- v_j : Tensão aplicada aos terminais da fase;
- i_j : Corrente circulante na fase;
- R_s : Resistência ôhmica do enrolamento do estator;
- L_s : Indutância síncrona da fase;
- e_j : Força contraeletromotriz induzida pelo movimento do rotor.

O acoplamento magnético entre as fases do estator e a dependência explícita da FCEM em relação à posição do rotor tornam o controle direto das grandezas no referencial trifásico (abc) matematicamente complexo. Essa característica motiva o uso de transformações de coordenadas, as quais permitem a representação do sistema em referenciais alternativos mais adequados ao projeto de controladores, conforme discutido nas seções subsequentes [11].

B. Transformações de Coordenadas (Clarke e Park)

O Controle Orientado por Campo (FOC) fundamenta-se na representação das grandezas elétricas do estator em referenciais matemáticos adequados ao desacoplamento das variáveis responsáveis pela produção de fluxo e de torque. Para isso, as correntes trifásicas são transformadas inicialmente para um referencial estacionário e, em seguida, para um referencial girante síncrono ao rotor, permitindo uma descrição mais simples da dinâmica do motor [10], [11].

1) *Transformada de Clarke*: A Transformada de Clarke consiste na projeção das correntes trifásicas do estator, defasadas de 120° , em um sistema bifásico estacionário ortogonal, usualmente denominado referencial $\alpha\beta$. Essa transformação reduz a dimensionalidade do sistema sem perda de informação, facilitando a análise e o processamento das grandezas elétricas em sistemas de controle vetorial.

Adotando-se a formulação com conservação de amplitude, a transformação pode ser expressa por:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2)$$

2) *Transformada de Park*: Embora o referencial $\alpha\beta$ simplifique a representação das correntes, as grandezas ainda apresentam comportamento senoidal em regime permanente. Para eliminar essa dependência temporal, aplica-se a Transformada de Park, que realiza a rotação do referencial estacionário por um ângulo θ_e , correspondente à posição elétrica do rotor.

Como resultado, obtém-se um sistema de coordenadas girante (d, q), síncrono ao fluxo magnético do rotor, no qual as componentes de corrente tornam-se aproximadamente constantes em regime permanente, facilitando o projeto de controladores [11].

Matematicamente, a transformação é descrita por:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_e & \sin \theta_e \\ -\sin \theta_e & \cos \theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (3)$$

No referencial dq , a componente i_d está alinhada ao fluxo magnético do rotor, enquanto a componente i_q encontra-se defasada de 90° , sendo diretamente responsável pela produção de torque eletromagnético.

C. Modelo de Torque Eletromagnético

A produção de torque em máquinas síncronas de ímãs permanentes decorre da interação entre o campo magnético gerado pelo estator e o fluxo magnético do rotor. No referencial síncrono dq , essa relação pode ser expressa de forma compacta por meio da equação do torque eletromagnético [7], [10]:

$$T_e = \frac{3}{2} P [\lambda_{pm} i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (4)$$

Onde:

- P : Número de pares de polos do motor;
- λ_{pm} : Fluxo concatenado dos ímãs permanentes;
- L_d, L_q : Indutâncias de eixo direto e quadratura.

No motor utilizado neste trabalho, os ímãs permanentes estão montados na superfície do rotor, caracterizando uma máquina de relutância aproximadamente uniforme. Nessas condições, as indutâncias dos eixos direto e em quadratura podem ser consideradas aproximadamente iguais ($L_d \approx L_q$), o que torna desprezível o termo de torque de relutância [7].

Como consequência, a expressão do torque eletromagnético simplifica-se para:

$$T_e = K_t \cdot i_q \quad (5)$$

em que $K_t = \frac{3}{2} P \lambda_{pm}$ corresponde à constante de torque do motor. A Equação 5 evidencia que, sob essas hipóteses, o torque eletromagnético pode ser controlado de forma aproximadamente linear por meio da corrente de quadratura, estabelecendo uma analogia direta com motores de corrente contínua de excitação separada.

D. Controle por Impedância

Diferentemente de servomecanismos industriais tradicionais, cujo objetivo principal é o seguimento preciso de trajetórias de posição ou velocidade, interfaces hápticas são projetadas para responder dinamicamente às ações do usuário. Nesse contexto, o sistema não impõe rigidamente um movimento, mas reage às interações externas por meio da aplicação controlada de forças ou torques. Essa abordagem é formalizada pelo Controle por Impedância, originalmente proposto por Hogan [12], cujo objetivo é emular o comportamento dinâmico de elementos mecânicos virtuais.

No controle por impedância, estabelece-se uma relação dinâmica entre a posição angular do eixo (θ) e o torque de reação aplicado pelo atuador (τ), permitindo a simulação de componentes mecânicos como molas, amortecedores e atritos

virtuais. Essa formulação é particularmente adequada para sistemas de interação homem-máquina, nos quais a percepção tátil do usuário depende diretamente da resposta mecânica do sistema.

No sistema desenvolvido neste trabalho, o torque de referência τ_{ref} não é imposto diretamente ao atuador, mas convertido em um valor de referência para a corrente de quadratura i_q^* , a partir do modelo eletromecânico do motor. Dessa forma, o controle do torque é realizado de maneira indireta, por meio da regulação precisa da corrente no eixo q na malha interna do Controle Orientado por Campo, não havendo medição direta de torque no sistema.

Essa abordagem explora a relação aproximadamente linear entre o torque eletromagnético e a corrente de quadratura em motores síncronos de ímãs permanentes com ímãs superficiais, conforme estabelecido na fundamentação teórica. Assim, o modelo mecânico virtual definido pela malha de impedância é traduzido em um setpoint de corrente de quadratura, permitindo que as propriedades dinâmicas desejadas sejam renderizadas fisicamente no eixo do atuador.

E. Geração das Tensões Trifásicas

Uma vez calculadas as tensões de controle v_d e v_q pelos controladores Proporcional-Integral (PI) no referencial síncrono, é necessário convertê-las em sinais de tensão aplicáveis às três fases do motor. Esse procedimento corresponde à etapa inversa do Controle Orientado por Campo, na qual as grandezas de controle retornam ao referencial físico do estator [10], [11].

Inicialmente, aplica-se a Transformada de Park Inversa, responsável por converter as tensões do referencial girante dq para o referencial estacionário $\alpha\beta$, utilizando a posição elétrica do rotor θ_e :

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_e & -\sin \theta_e \\ \sin \theta_e & \cos \theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} \quad (6)$$

Em seguida, emprega-se a Transformada de Clarke Inversa para reconstruir as tensões trifásicas do estator a partir das componentes estacionárias $\alpha\beta$, obtendo-se as tensões de fase v_a, v_b e v_c :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (7)$$

As tensões de fase resultantes são utilizadas como referências para a modulação por largura de pulso (PWM) do inversor trifásico, permitindo a síntese das tensões aplicadas aos enrolamentos do motor de acordo com os valores de controle calculados no referencial síncrono.

IV. METODOLOGIA

Esta seção detalha o desenvolvimento do sistema proposto, abordando desde o projeto do hardware e manufatura da placa de circuito impresso (PCB) até a implementação do firmware de controle e a modelagem matemática das impedâncias virtuais.

A. Desenvolvimento do Hardware e PCB

A plataforma de hardware foi projetada para operar com tensão de entrada de 12 V, integrando em uma única placa de circuito impresso (PCB) a unidade de processamento, o estágio de potência e o sensoriamento. O diagrama esquemático e o layout foram desenvolvidos no software KiCad, priorizando a integridade de sinal e a dissipação térmica.

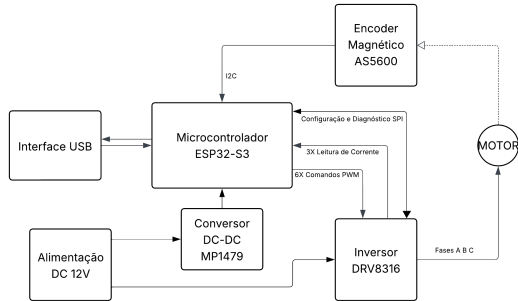


Figura 3: Diagrama de blocos funcional da placa desenvolvida.
Fonte: O autor.

A partir dessa arquitetura geral, cada subsistema é descrito em detalhes nas subseções a seguir.

1) *Gerenciamento de Energia*: Para a regulação da tensão lógica (3,3 V), optou-se pelo uso de um conversor DC-DC do tipo *Step-Down* (Buck), baseado no circuito integrado MP1479 da Monolithic Power [13]. Diferentemente de reguladores lineares (LDO), esta topologia oferece maior eficiência energética, reduzindo o aquecimento da placa.

2) *Unidade de Processamento*: A unidade de processamento do sistema é baseada no Microcontrolador ESP32-S3 da Espressif [14]. A escolha deste microcontrolador baseou-se em três características principais:

- **Arquitetura Dual-Core:** Permite dedicar um núcleo exclusivamente para o loop de controle FOC (tempo real) e o outro para as rotinas de comunicação e interface com o usuário.
- **Periférico MCPWM:** O ESP32-S3 possui hardware dedicado para geração de PWM com *dead-time* configurável, essencial para o acionamento seguro das meias-pontes sem risco de *shoot-through*.
- **Unidade de Ponto Flutuante (FPU):** Acelera os cálculos matemáticos envolvidos nas transformações de Clarke e Park.

3) *Estágio de Potência*: O acionamento do motor BLDC é realizado pelo driver trifásico integrado DRV8316 da Texas Instruments [15]. Este componente integra três meias-pontes com MOSFETs e amplificadores de sensoriamento de corrente, eliminando a necessidade de resistores *shunt* externos. A comunicação via SPI permite a configuração dinâmica de ganhos e o monitoramento de falhas (sobrecorrente, subtensão e sobretensão).

4) *Sensoriamento de posição*: O feedback de posição angular é fornecido pelo encoder magnético AS5600 da ams

OSRAM [16], que opera via interface I2C com resolução de 12-bits (4096 posições por revolução). O layout da PCB foi desenvolvido contemplando a furação mecânica necessária para assegurar o alinhamento axial preciso entre o ímã diametralmente magnetizado, acoplado ao eixo do motor, e o centro do sensor magnético.

Após a definição da arquitetura e a seleção dos principais componentes, a placa de circuito impresso foi desenvolvida no software KiCad, contemplando o diagrama esquemático e o layout da PCB. Em seguida, os arquivos de fabricação foram gerados e enviados para produção externa.

As Figuras 4 e 5 apresentam, respectivamente, o modelo tridimensional da placa gerado no ambiente do KiCad e o protótipo da PCB após a montagem dos componentes, utilizado para a validação experimental do sistema.

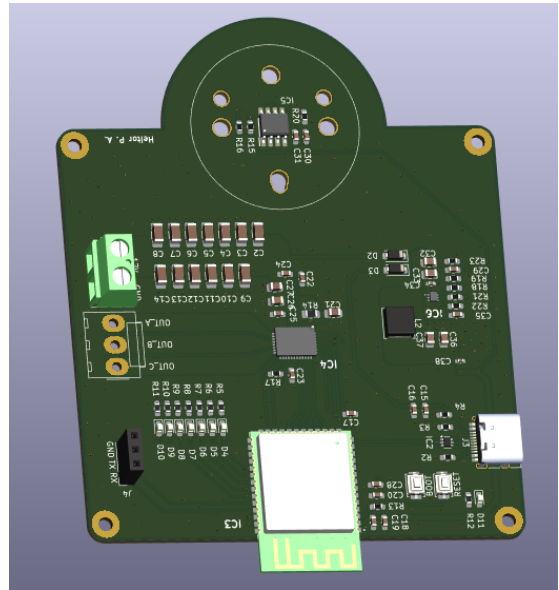


Figura 4: Modelo tridimensional da placa de circuito impresso.
Fonte: O autor.

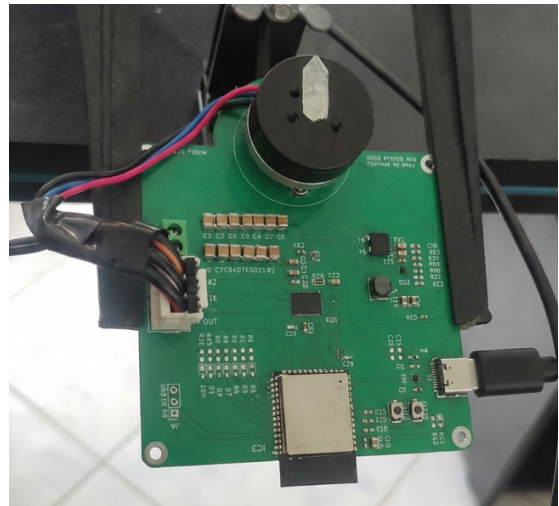


Figura 5: Placa de circuito impresso montada e em operação.
Fonte: O autor.

B. Implementação do Controle Orientado por Campo

O algoritmo de Controle Orientado por Campo foi implementado integralmente em software e executado de forma cíclica em uma rotina de controle em tempo real. Essa rotina opera em alta frequência, conforme as seguintes etapas:

Algoritmo 1: Algoritmo de Controle FOC (Malha de Corrente)

Input: Corrente de Quadratura desejada (I_{ref})

Output: Duty Cycles PWM (d_a, d_b, d_c)

```

1 Função Loop_FOC_Principal( $I_{ref}$ ):
  // 1. Aquisição de Dados
2   $\theta_{rotor} \leftarrow \text{LerSensor}(\text{Encoder})$ 
3   $I_{abc} \leftarrow \text{LerSensor}(\text{Corrente})$ 

  // 2. Transformadas Diretas
4   $I_{\alpha\beta} \leftarrow \text{CalcularClarke}(I_{abc})$ 
5   $I_{dq} \leftarrow \text{CalcularPark}(I_{\alpha\beta}, \theta_{rotor})$ 

  // 3. Controladores PI
6   $Erro_D \leftarrow 0 - I_d$  // Setpoint de fluxo nulo
7   $V_d \leftarrow \text{CalcularPI}(Erro_D)$ 
8   $Erro_Q \leftarrow I_{ref} - I_q$  // Setpoint de torque
9   $V_q \leftarrow \text{CalcularPI}(Erro_Q)$ 

  // 4. Transformadas Inversas
10  $V_{\alpha\beta} \leftarrow$ 
     $\text{CalcularParkInversa}(V_d, V_q, \theta_{rotor})$ 
11  $V_{abc} \leftarrow \text{CalcularClarkeInversa}(V_{\alpha\beta})$ 

  // 5. Atuação no Hardware
12  $\text{AplicarPWM}(V_{abc})$ 
13 Fim

```

- 1) **Aquisição de Dados:** O microcontrolador lê a posição mecânica do rotor (θ_m) através do barramento I2C e converte para o ângulo elétrico (θ_e), multiplicando-o pelo número de pares de polos do motor ($PP = 7$). Simultaneamente, as correntes de fase do motor são amostradas pelos conversores analógico-digitais (ADC).
- 2) **Transformadas Diretas:** As correntes lidas no referencial trifásico são transformadas para o sistema bifásico estacionário ($\alpha\beta$) via Transformada de Clarke e, em seguida, para o referencial síncrono rotativo (dq) via Transformada de Park.
- 3) **Controladores PI:** Dois controladores do tipo Proporcional-Integral (PI) atuam de forma independente sobre os erros das correntes i_d e i_q . Para maximizar a eficiência de motores com ímãs superficiais, a referência de fluxo é mantida em zero ($i_d^* = 0$), enquanto a referência de torque (i_q^*) é calculada dinamicamente pelo algoritmo de impedância virtual.

- 4) **Transformadas Inversas:** As tensões de saída dos controladores PI são transformadas de volta para o referencial trifásico por meio das transformadas inversas de Park e Clarke.
- 5) **Atuação no Hardware:** As tensões de fase resultantes são então utilizadas como referências para a geração dos sinais PWM, responsáveis pelo acionamento do inversor trifásico.

Na malha interna de controle de corrente (FOC), optou-se pela utilização de controladores do tipo PI (Proporcional-Integral), sem o termo derivativo. Isso se justifica pelo fato de a dinâmica elétrica dos enrolamentos do motor (circuito RL) comportar-se como um sistema de primeira ordem, onde o integrador é suficiente para eliminar o erro de regime permanente. Ademais, a leitura de corrente via ADC apresenta ruído inerente de alta frequência; a adição de uma ação derivativa amplificaria esse ruído, degradando a qualidade do sinal de controle e introduzindo vibrações indesejadas no atuador.

Devido à natureza crítica temporal do algoritmo FOC, qualquer variação no tempo de execução pode resultar em ruído acústico ou instabilidade no torque. Para mitigar esse risco, explorou-se a arquitetura *dual-core* do microcontrolador ESP32-S3. O algoritmo de controle descrito foi alocado exclusivamente no **Núcleo 1**. Essa segregação isola a malha de controle de interrupções de menor prioridade e processos de comunicação, garantindo que o ciclo de leitura, cálculo e atuação ocorra deterministicamente a uma frequência de **5 kHz**. Enquanto o Núcleo 1 dedica-se integralmente à malha de Controle de Corrente, o **Núcleo 0** permanece disponível para executar a lógica de alto nível e os modelos físicos da interface háptica.

C. Modelagem Matemática das Impedâncias Virtuais

O controle háptico foi implementado por meio de uma abordagem de controle de torque baseada em impedância virtual. A partir da posição angular medida e da velocidade estimada do eixo, calcula-se o torque de resposta a ser aplicado ao motor, de acordo com o perfil de impedância selecionado.

1) *Modo Mola: Chave de Retorno ao Centro:* Este modo simula o comportamento de uma chave seletora momentânea, onde uma força restauradora tende a trazer o eixo para uma posição de equilíbrio (θ_0). O modelo baseia-se na Lei de Hooke para molas de torção, acrescida de um termo de amortecimento viscoso para garantir a estabilidade e evitar oscilações excessivas no retorno.

A equação de controle é definida por:

$$\tau_{ref} = -K_p(\theta - \theta_0) - K_d\omega \quad (8)$$

Onde:

- K_p : Ganho proporcional (Rigidez da mola virtual)
- θ : Posição angular atual medida pelo sensor;
- θ_0 : Posição angular referência;
- K_d : Ganho derivativo (Coeficiente de amortecimento viscoso);

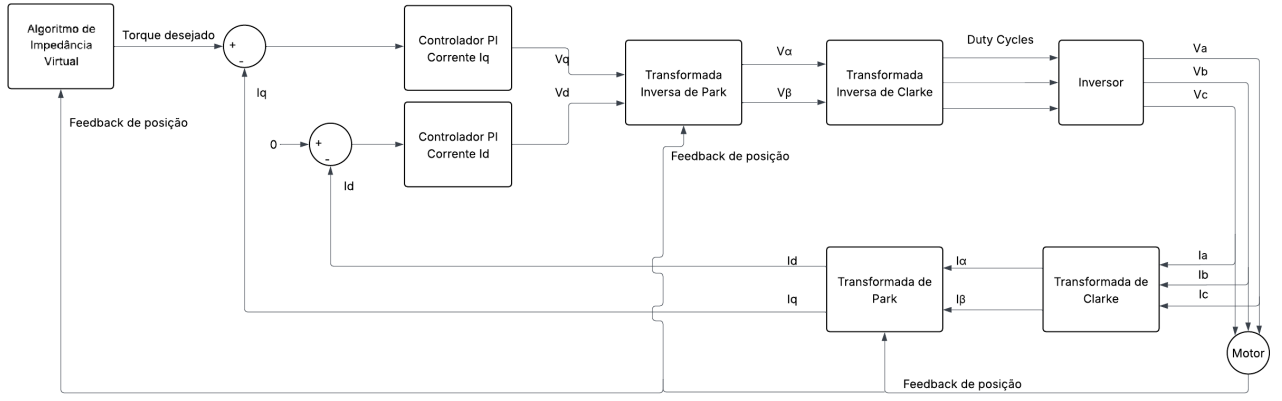


Figura 6: Diagrama de blocos do Controle Orientado por Campo.

Fonte: O autor.

- ω : Velocidade angular estimada.

O termo $-K_d\omega$ é fundamental para dissipar a energia cinética virtual introduzida pelo usuário, proporcionando uma sensação de retorno suave e controlada, sem vibrações transitientes (*overshoot*).

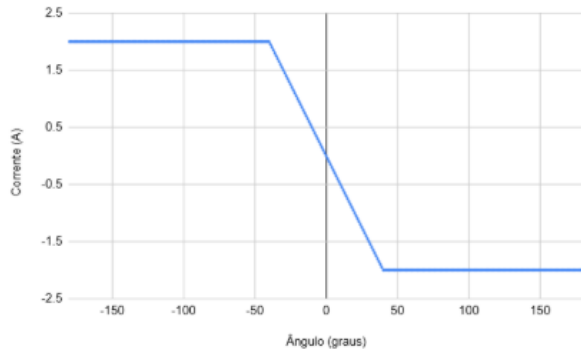


Figura 7: Perfil da corrente de quadratura desejada em função do erro de posição angular no modo mola.

Fonte: O autor.

2) *Modo Catraca: Encoder com retenções*: Este modo simula a sensação tátil dos cliques de um encoder mecânico, utilizando uma função de potencial magnético periódico. O torque é modulado de forma senoidal em função da posição, criando zonas de estabilidade (vales de potencial) e zonas de instabilidade (picos).

O torque gerado é descrito pela equação:

$$\tau_{ref} = -A \sin(N\theta) - K_d\omega \quad (9)$$

Onde:

- A : Amplitude do torque de retenção (intensidade do "clique");
- N : Número de retenções por revolução mecânica;

- θ : Posição angular atual medida pelo sensor;
- K_d : Ganho derivativo (Coeficiente de amortecimento viscoso);
- ω : Velocidade angular estimada.

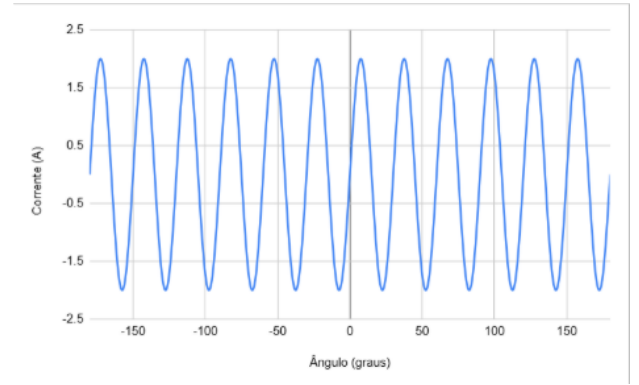


Figura 8: Perfil da corrente de quadratura desejada em função da posição angular no modo catraca.

Fonte: O autor.

Nesta configuração, o parâmetro N define a resolução do encoder virtual. Diferente de um encoder físico, onde a resolução é fixa construtivamente, neste sistema o valor de N pode ser alterado dinamicamente via software, permitindo, por exemplo, alternar entre um ajuste grosseiro ($N = 6$) e um ajuste fino ($N = 30$) no mesmo dispositivo. O termo de amortecimento $-K_d\omega$ é mantido para adicionar uma sensação de atrito lubrificado entre os cliques.

3) *Modo Barreiras: Potenciômetro com Limites Físicos*: Este modo emula um potenciômetro tradicional com curso finito (ex: controle de volume de 0 a 100%). O comportamento é híbrido: na região livre de operação, o eixo move-se com leve atrito viscoso; ao atingir os limites angulares pré-definidos (θ_{min} e θ_{max}), uma barreira virtual é ativada.

O torque gerado é descrito pela função condicional:

$$\tau_{ref} = \begin{cases} -K_p(\theta - \theta_{max}), & \text{se } \theta > \theta_{max} \\ -K_p(\theta - \theta_{min}), & \text{se } \theta < \theta_{min} \\ -K_d \cdot \omega, & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (10)$$

Onde:

- K_p : Ganho proporcional
- K_d : Ganho derivativo ;
- θ : Posição angular atual medida pelo sensor;
- θ_{min} : Limite angular inferior;
- θ_{max} : Limite angular superior;
- ω : Velocidade angular estimada.

Neste modo K_p representa uma rigidez elástica elevada, simulando o impacto contra uma barreira sólida, e K_d representa um atrito leve para proporcionar uma sensação de qualidade e precisão ao girar o botão dentro da faixa permitida. A implementação desta lógica condicional permite criar barreiras virtuais, protegendo a variável de controle de valores fora do intervalo desejado.

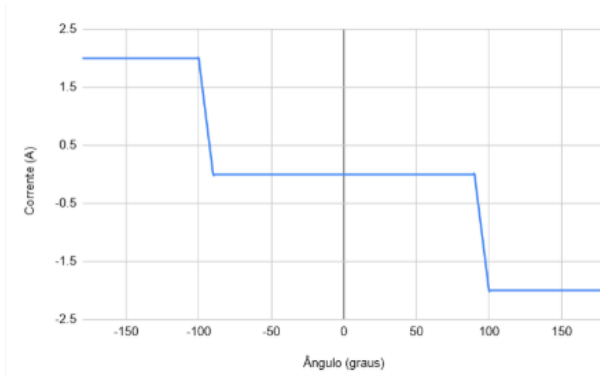


Figura 9: Perfil da corrente de quadratura desejada em função da posição angular no modo barreiras.

Fonte: O autor.

D. Controle Indireto de Torque via Corrente de Quadratura

É fundamental observar que, embora os modelos matemáticos apresentados nas equações anteriores calculem uma referência de torque mecânico (τ_{ref}) em Newton-metro ($N \cdot m$), o atuador (motor BLDC) é acionado eletricamente. No contexto do Controle Orientado por Campo (FOC), o torque eletromagnético produzido é linearmente proporcional à corrente de quadratura (I_q), dada a relação:

$$\tau = K_t \cdot I_q \quad (11)$$

Onde K_t é a constante de torque do motor ($N \cdot m/A$), uma característica intrínseca construtiva do atuador utilizado.

Portanto, a estratégia de controle adotada é classificada como controle indireto de torque, uma vez que o algoritmo de alto nível não envia o valor de torque diretamente para o inversor; em vez disso, converte a saída dos modelos de impedância em uma corrente de quadratura alvo (I_q^*), que

serve como *setpoint* para a malha de controle de corrente executada no Núcleo 1.

A lógica de decisão dos efeitos hápticos foi implementada no **Núcleo 0** do microcontrolador. O Algoritmo 2 apresenta a função principal de controle, que é executada periodicamente.

Algoritmo 2: Função de Cálculo da Malha Háptica (Núcleo 0)

Input: Parâmetros da Interface (Globais), Estado do Motor

Output: Comando para o Controlador de Corrente (I_q^*)

1 Função Executar_Algoritmo_Haptico():

```

// 1. Leitura de Configuração
2  Modo, Kp, Kd, N, Limites ←
   LerParametrosInterface()

// 2. Leitura de Estado do Motor
3  θatual, ωatual ← LerEstadoMotor()

// 3. Cálculo do Modelo Físico
   (Torque Desejado)
4  τref ← 0
5  switch Modo do
6      case MOLA do
7          | τref ← -Kp(θatual - θzero) - Kd · ωatual
8      end
9      case CATRACA do
10         | τref ← -A · sin(N · θatual) - Kd · ωatual
11     end
12     case BARREIRAS do
13         if θatual > θmax then
14             | τref ← -Kp(θatual - θmax)
15         else if θatual < θmin then
16             | τref ← -Kp(θatual - θmin)
17         else
18             | τref ← -Kd · ωatual
19         end
20     end
21 end

// 4. Conversão do Torque (N · m)
   para Corrente de Quadratura (A)
22  Iq* ← τref / Kt
23  EnviarParaControladorFOC(Iq*)
24 Fim

```

Nesta rotina, o sistema primeiramente atualiza os parâmetros de configuração (como K_p , K_d e o modo de operação) recebidos da interface supervisória. Em seguida, realiza a leitura da posição e velocidade angular atual do motor e aplica a lógica condicional correspondente ao modo selecionado para calcular o torque de referência. Por fim, o valor é convertido em corrente e enviado para a malha de controle de corrente.

E. Interface de Parametrização e Monitoramento

Para permitir a validação visual dos efeitos hápticos, foi desenvolvida uma interface gráfica de usuário (*Dashboard*) utilizando tecnologias web padrão (HTML5, CSS e JavaS-

cript). A aplicação é executada localmente no navegador web e utiliza a **Web Serial API** para estabelecer comunicação direta e de baixa latência com o hardware através da porta USB, eliminando a necessidade de drivers de terceiros ou softwares adicionais.

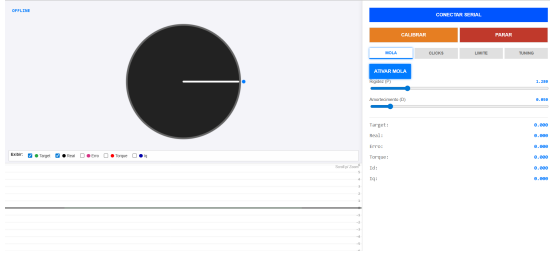


Figura 10: Interface gráfica desenvolvida
Fonte: O autor.

As funcionalidades da interface foram estruturadas em quatro pilares principais, descritos a seguir:

- **Protocolo de Comunicação e Telemetria:** Foi implementado um protocolo serial bidirecional que permite o envio de parâmetros de configuração em tempo real — como os ganhos de rigidez (K_p) e amortecimento (K_d) — bem como a recepção contínua de dados de telemetria para fins de monitoramento e diagnóstico do controlador.
- **Monitoramento em Tempo Real (Osciloscópio Virtual):** A interface plota em tempo real as variáveis de estado do sistema, incluindo a posição angular do eixo (θ), a posição de referência (θ_{ref}), o torque aplicado (τ) e as correntes de controle (i_q, i_d). Essa visualização é fundamental para analisar a resposta transitória do sistema e realizar o ajuste fino dos ganhos do controlador.

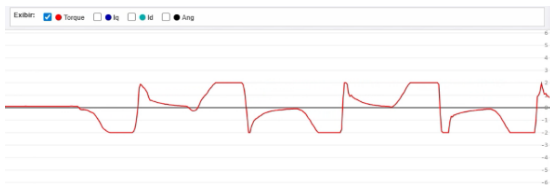


Figura 11: Osciloscópio Virtual da Dashboard
Fonte: O autor.

- **Gêmeo Digital (Representação Visual):** Exibe uma representação visual do atuador rotativo. Este "gêmeo digital" permite visualizar elementos virtuais invisíveis fisicamente, como a localização das barreiras de fim de curso, os pontos de travamento da catraca e o ponto de equilíbrio central das molas virtuais, facilitando a compreensão do comportamento espacial do dispositivo.

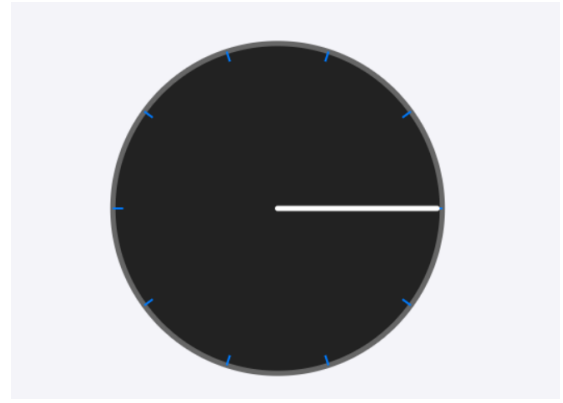


Figura 12: Gêmeo Digital da Dashboard
Fonte: O autor.

- **Parametrização Dinâmica:** Através de um painel de controle com abas e deslizadores (*sliders*), é possível alterar dinamicamente o modo de operação (Mola, Catraca, Barreiras) e ajustar os parâmetros físicos do modelo matemático — como rigidez (K_p) e amortecimento (K_d) — sem a necessidade de recompilação ou reprogramação do algoritmo.



Figura 13: Painel de Controle da Dashboard
Fonte: O autor.

V. RESULTADOS E DISCUSSÃO

Nesta seção são apresentados os resultados experimentais obtidos com a interface desenvolvida. Os testes visaram validar três aspectos fundamentais: a estabilidade do controle de corrente (FOC), a resposta dinâmica do sistema mecânico virtual e a qualidade subjetiva (fidelidade) das sensações táteis geradas.

A. Validação da Malha de Corrente

O primeiro estágio de validação consistiu na análise da resposta ao degrau da malha interna de controle de corrente. Para isolar a dinâmica elétrica da dinâmica mecânica e avaliar puramente o desempenho dos controladores PI, o ensaio foi realizado com o eixo do motor mecanicamente fixado (rotor bloqueado).

Nesta configuração, aplicou-se um sinal do tipo degrau na referência de corrente de quadratura (i_q^*), alterando o setpoint de 0 A para 0.5 A e alterando novamente para 0 A, enquanto a referência de corrente direta foi mantida nula ($i_d^* = 0$).

Os dados monitorados em tempo real demonstraram que:

- 1) Observa-se que a corrente medida i_q converge para o valor de referência com tempo de subida aproximado de 60 ms, sem apresentar sobressinal. Esse comportamento indica uma sintonia conservadora e estável dos controladores Proporcional-Integral (PI), adequada para aplicações hápticas, nas quais a suavidade da resposta é prioritária em relação à velocidade extrema.
- 2) A corrente i_d manteve-se em torno de zero durante a transição do degrau de i_q . Este comportamento comprova o efetivo desacoplamento matemático entre os eixos ortogonais realizado pelas transformadas de Park e Clarke, garantindo que a injeção de torque não interfira na magnetização do motor.

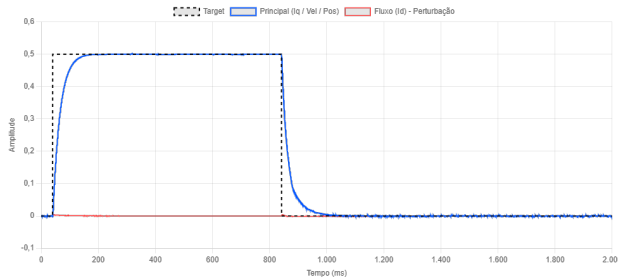


Figura 14: Resposta ao degrau de corrente.
Fonte: O autor.

Este teste validou a capacidade do algoritmo de controlar o vetor de corrente com precisão antes de liberar o movimento do rotor.

B. Avaliação dos Modos Hápticos

Para a validação dos efeitos táteis, utilizou-se a *Dashboard* desenvolvida para capturar, em tempo real, as variáveis de estado do sistema: Posição Angular Real (θ), Posição Alvo (θ_{ref}) e a Referência de Torque (τ_{ref}) gerada pelo modelo matemático.

1) *Modo Mola*: Neste ensaio, o sistema foi configurado para simular uma mola de torção com retorno ao centro. O eixo foi deslocado manualmente pelo operador em ambos os sentidos e liberado.

A Figura 15 apresenta os dados capturados. Observa-se a relação linear inversa característica da Lei de Hooke: à medida que a posição angular (linha azul) afasta-se do alvo (linha vermelha), a referência de torque (linha verde) aumenta proporcionalmente em sentido oposto, buscando restaurar o equilíbrio. A ausência de oscilações no retorno confirma a atuação efetiva do termo de amortecimento viscoso (K_d).

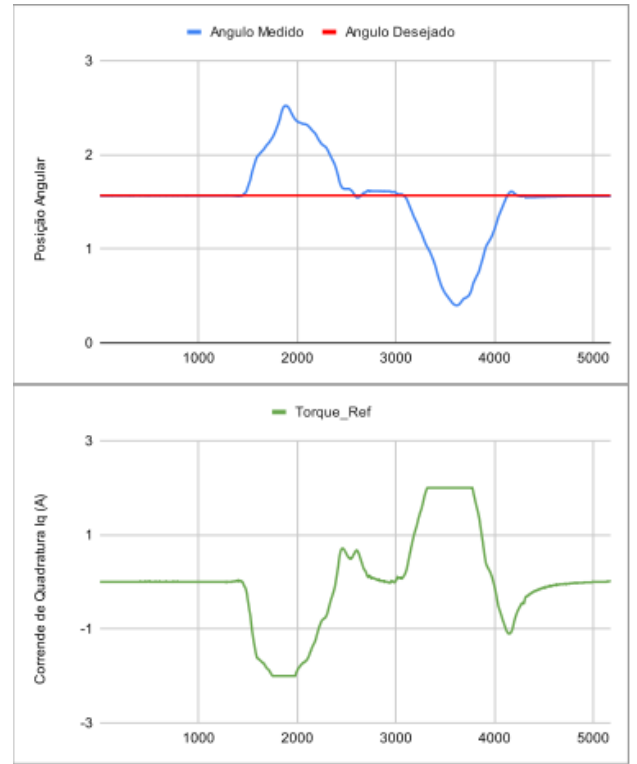


Figura 15: Relação entre erro de posição e torque restaurador.
Fonte: O autor.

2) *Modo Catraca*: O sistema foi configurado para gerar retenções discretas. O operador girou o eixo continuamente, passando por múltiplos pontos de travamento.

Conforme ilustrado na Figura 16, a posição atual (linha azul) move-se continuamente e a posição alvo (linha vermelha) move-se em degraus, representando o centro do vale magnético mais próximo. O torque (linha verde) apresenta um comportamento oscilatório periódico em relação à posição, alternando entre valores positivos e negativos. Esses picos de torque correspondem à força necessária para vencer a barreira de potencial entre um clique e outro, validando o modelo matemático senoidal implementado.

3) *Modo Barreiras*: A implementação das barreiras virtuais funcionou conforme o modelo condicional. Ao atingir o ângulo limite, o motor aplicou um torque contrário proporcional à penetração na barreira. A sensação percebida é de um "batente elástico". Observou-se, contudo, uma limitação intrínseca ao sistema: como o torque máximo do motor é limitado pela corrente de saturação (aprox. 2 A), um usuário aplicando força excessiva consegue "vencer" a barreira virtual. Este é um comportamento esperado em sistemas de acionamento direto (*direct-drive*) e serve como mecanismo de proteção mecânica.

C. Discussão

Os resultados indicam que a abordagem proposta supera as interfaces mecânicas tradicionais em flexibilidade. Um único

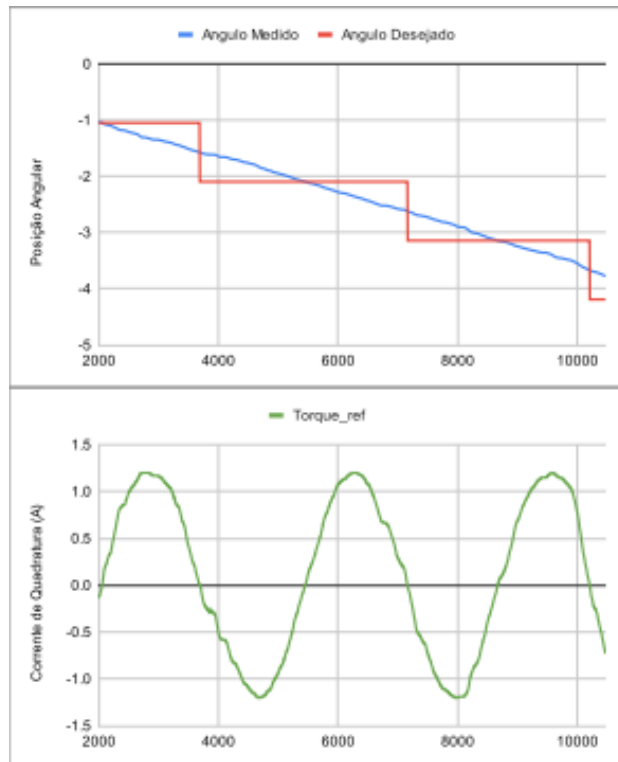


Figura 16: Geração do torque criando zonas de estabilidade (cliques).

Fonte: O autor.

dispositivo físico foi capaz de mimetizar chaves seletoras sem retenção, encoders mecânicos e potenciômetros.

Comparado a soluções baseadas em mecanismos puramente mecânicos, o sistema proposto oferece maior flexibilidade funcional, permitindo que um único dispositivo substitua múltiplos componentes físicos. Em relação a interfaces puramente digitais, a solução apresentada recupera a percepção tátil, reduzindo a dependência de feedback visual e potencialmente aumentando a segurança e a ergonomia do operador.

VI. CONCLUSÃO

O presente trabalho cumpriu seu objetivo principal ao projetar, implementar e validar uma Interface Homem-Máquina rotativa com feedback tátil ativo, demonstrando a viabilidade técnica da substituição de controles mecânicos complexos por sistemas de acionamento direto controlados por software.

A integração entre o microcontrolador ESP32-S3 e o driver DRV8316 em uma placa de circuito impresso dedicada provou ser uma arquitetura robusta e eficiente. Os testes experimentais confirmaram que a capacidade de processamento *dual-core* permitiu a execução do algoritmo de Controle Orientado por Campo (FOC) em alta frequência, garantindo o controle preciso do vetor de torque necessário para a renderização háptica, enquanto mantinha margem de processamento para as lógicas de aplicação.

A validação da malha de corrente com rotor bloqueado foi determinante para assegurar que as impedâncias virtuais

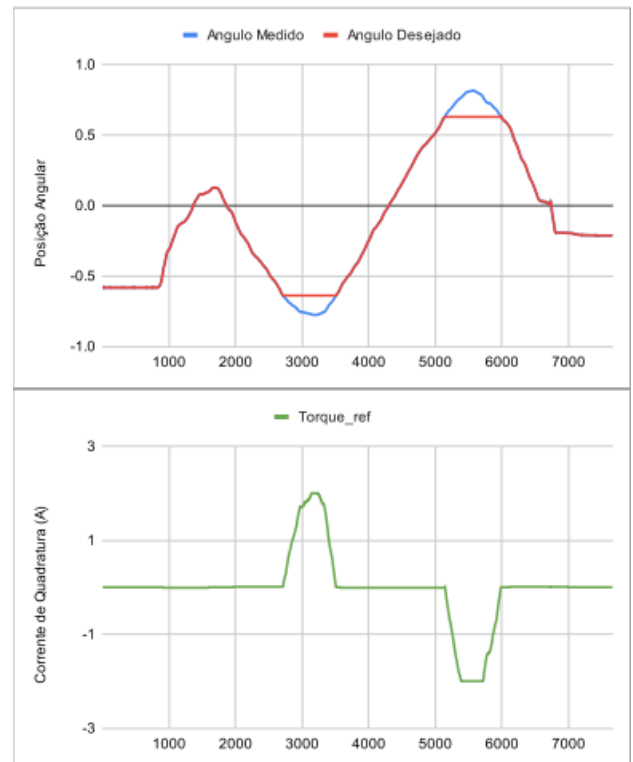


Figura 17: Ativação abrupta do torque ao atingir o fim de curso virtual.

Fonte: O autor.

(molas, catracas e barreiras) fossem geradas sobre uma base de controle estável e linear. Do ponto de vista da experiência do usuário, o sistema foi capaz de mimetizar com realismo o comportamento de componentes passivos, validando o conceito de que um único dispositivo físico pode assumir múltiplas personalidades funcionais, adaptando-se dinamicamente ao contexto da aplicação.

Como perspectivas de trabalhos futuros, destacam - se a exploração da conectividade nativa do microcontrolador, permitindo a parametrização remota, o monitoramento em tempo real e a integração do dispositivo em redes de comunicação; a integração do dispositivo com Controladores Lógicos Programáveis (CLP) de maneira a possibilitar a substituição das chaves mecânicas pela solução proposta; a miniaturização da placa de circuito impresso, visando ampliar a viabilidade de aplicação em produtos reais; e a realização de avaliações experimentais com múltiplos usuários, possibilitando a análise quantitativa da percepção tátil e da usabilidade da interface.

REFERÊNCIAS

- [1] H. Kagermann, W. Wahlster, and J. Helbig, "Recommendations for implementing the strategic initiative industrie 4.0," 2013, disponível em: <https://en.acatech.de/publication/recommendations-for-implementing-the-strategic-initiative-industrie-4-0-final-report-of-the-industrie-4-0-working-group/>.
- [2] J. Lee, B. Bagheri, and H.-A. Kao, "A cyber-physical systems architecture for industry 4.0-based manufacturing systems," *Manufacturing Letters*, vol. 3, pp. 18–23, 2015.
- [3] D. A. Norman, *O Design do Dia a Dia*. Rio de Janeiro: Rocco, 2018.

- [4] C. D. Wickens, "Multiple resources and mental workload," *Human Factors*, vol. 50, no. 3, pp. 449–455, 2008.
- [5] V. Hayward *et al.*, "Haptic interfaces and devices," *Sensor Review*, vol. 24, no. 1, pp. 16–29, 2004.
- [6] K. E. MacLean, "Designing with haptic feedback," *Proceedings of IEEE International Conference on Robotics and Automation*, vol. 1, pp. 783–788, 2000.
- [7] A. E. Fitzgerald, C. Kingsley Jr, and S. D. Umans, *Máquinas elétricas: com introdução à eletrônica de potência*, 7th ed. Bookman Editora, 2014.
- [8] E. Bim, *Máquinas Elétricas e Acionamento*. Elsevier Brasil, 2009.
- [9] Power Electronic Tips. (2020) Selection and implementation of bldc control strategy. [Online]. Available: <https://www.powerelectronicstips.com/selection-and-implementation-of-bldc-control-strategy/>
- [10] P. Krause, O. Wasynczuk, and S. D. Sudhoff, *Analysis of Electric Machinery and Drive Systems*, 3rd ed. Wiley, 2013.
- [11] W. Leonhard, *Control of Electrical Drives*, 3rd ed. Springer, 2001.
- [12] N. Hogan, "Impedance control: An approach to manipulation," *Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control*, vol. 107, no. 1, pp. 1–24, 1985, disponível em: <https://asmedigitalcollection.asme.org/dynamicsystems/article/107/1/1/407563/Impedance-Control-An-Approach-to-Manipulation>.
- [13] Monolithic Power, *MP1479 High-Efficiency synchronous Step-Down Converter*, 2018, disponível em: https://www.monolithicpower.com/en/documentview/productdocument/index/version/2/document_type/Datasheet/lang/en/sku/MP1479/document_id/3928/.
- [14] Espressif Systems, *ESP32-S3 Series Datasheet*, 2022, disponível em: https://documentation.espressif.com/esp32-s3_datasheet_en.pdf.
- [15] Texas Instruments, *DRV8316C Three-Phase Integrated FET Motor Driver datasheet*, 2022, disponível em: <https://www.ti.com/lit/gpn/DRV8316C>.
- [16] AMS, *AS5600 12-Bit Potentiometer Datasheet*, 2020, disponível em: <https://look.ams-osram.com/m/7059eac7531a86fd/original/AS5600-DS000365.pdf>.