

**Ministério da Educação
Universidade Federal de Uberlândia
Engenharia Biomédica
Faculdade de Engenharia Elétrica (FEELT)**

LUCAS SOARES LEAL

**Análise comparativa do torque em atuadores
robóticos acionados por controle de 6 passos e
controle por orientação de campo (FOC) aplicados à
reabilitação de membros superiores**

**Uberlândia - MG
07/2026**

Lucas Soares Leal

**Análise comparativa do torque em atuadores robóticos
acionados por controle de 6 passos e controle por orientação de
campo (FOC) aplicados à reabilitação de membros superiores**

Monografia apresentada ao Curso de Engenharia Biomédica da Universidade Federal de Uberlândia como parte dos requisitos para a obtenção do Grau de Engenheiro Biomédico.

Universidade Federal de Uberlândia

Orientador: Prof. Dr. Alcimar Barbosa Soares

Uberlândia - MG

07/2026

Agradecimentos

A conclusão deste trabalho representa não apenas o fechamento de uma etapa, mas o resultado de anos de apoio, paciência e incentivo de pessoas que estiveram ao meu lado ao longo de toda a graduação. A elas, deixo aqui meu mais sincero agradecimento.

Aos meus pais, Osvaldo e Elaine, agradeço por serem a base de tudo o que consegui construir até aqui. Obrigado por todo o esforço, muitas vezes silencioso, para que eu tivesse a oportunidade de estudar e de me dedicar integralmente a este curso. Agradeço pelas palavras de incentivo nos períodos mais difíceis e por nunca duvidarem da minha capacidade, mesmo quando eu duvidei. Com vocês aprendi que a maior herança é a educação.

Aos meus amigos e irmãos, Pedro e Cecília, agradeço pela companhia nas horas de estudo, por cada sessão de cinema, cada café, pelas conversas que aliviam a pressão, e por comemorarem comigo cada pequena vitória ao longo do caminho. A universidade certamente teria sido mais difícil sem a parceria e o apoio de vocês, dentro e fora da sala de aula.

Ao meu orientador, Prof. Dr. Alcimar Barbosa Soares, agradeço pela orientação, pela paciência ao longo das etapas deste projeto e pelos conhecimentos compartilhados, que foram fundamentais para a realização deste trabalho. Agradeço também pela confiança depositada e pela liberdade concedida para explorar e desenvolver as ideias que deram origem a esta pesquisa. E principalmente por cada puxão de orelha e conselhos ao longo dessa trajetória.

Por fim, agradeço à banca avaliadora, professor Marcelo Barros e professora Gabriela Lima, pela disponibilidade em dedicar seu tempo à leitura, avaliação e contribuição para o aprimoramento deste trabalho.

A todos que, de alguma forma, contribuíram para que este trabalho fosse possível, meus mais sinceros agradecimentos.

“Não adiemos nada. Equilibremos a conta da vida todos os dias. [...] Aquele que dá os toques finais em sua vida diariamente nunca precisa de tempo.”

Sêneca, Cartas para Lucílio

Resumo

A perda de função motora dos membros superiores, frequentemente decorrente de acidente vascular cerebral (AVC), representa um dos principais desafios da reabilitação física, e a robótica assistiva surge como alternativa para tornar o tratamento mais intensivo, consistente e mensurável. Nesse contexto, a estratégia de controle do atuador elétrico influencia diretamente a qualidade do torque entregue ao paciente. Este trabalho tem como objetivo comparar o desempenho de duas técnicas de acionamento de motores síncronos de ímã permanente (PMSM) — a comutação em seis passos e o Controle Orientado por Campo (FOC) — quanto à geração de torque, no contexto de uma plataforma robótica de reabilitação de membros superiores inspirada no MIT-Manus. Para isso, ambas as estratégias foram modeladas e comparadas em ambiente MATLAB/Simulink; em paralelo, foi desenvolvido um PMSM personalizado de rotor externo (outrunner, 14 pares de polos) e um driver dedicado construído em torno do system-in-package STSPIN32G4, cujos parâmetros elétricos identificados experimentalmente foram incorporados ao modelo de simulação para uma validação de maior fidelidade. Os resultados mostraram que, para um torque médio equivalente (aproximadamente 1,03 N.m), o FOC produziu um ripple de torque pico a pico de 0,323 N.m (31,4 %), cerca de 4,8 vezes menor do que o observado na comutação em seis passos (1,547 N.m, 150,1 %), além de resposta dinâmica de velocidade superior. Conclui-se que o FOC constitui a estratégia de controle mais adequada para aplicações de reabilitação que demandam torque suave e preciso, ficando a validação experimental física do protótipo como próxima etapa do desenvolvimento.

Palavras-chave: Reabilitação robótica. Controle Orientado por Campo. Comutação em seis passos. Motor síncrono de ímã permanente. Torque ripple.

Abstract

Loss of upper-limb motor function, often resulting from stroke, is one of the main challenges in physical rehabilitation, and assistive robotics has emerged as an alternative for delivering more intensive, consistent, and measurable therapy. In this context, the control strategy adopted by the electric actuator directly affects the quality of the torque delivered to the patient. This work aims to compare the performance of two driving techniques for permanent magnet synchronous motors (PMSM) — six-step commutation and Field-Oriented Control (FOC) — with respect to torque generation, within the context of a robotic rehabilitation platform for the upper limbs inspired by the MIT-Manus. Both strategies were modeled and compared in a MATLAB/Simulink environment; in parallel, a custom outrunner PMSM (14 pole pairs) and a dedicated driver built around the STSPIN32G4 system-in-package were developed, and the experimentally identified electrical parameters of the physical motor were incorporated into the simulation model for a higher-fidelity validation. Results showed that, for an equivalent average torque (approximately 1.03 N.m), FOC produced a peak-to-peak torque ripple of 0.323 N.m (31.4 %), about 4.8 times lower than that observed with six-step commutation (1.547 N.m, 150.1 %), along with a superior speed dynamic response. It is concluded that FOC is the most suitable control strategy for rehabilitation applications requiring smooth and precise torque delivery, with physical experimental validation of the prototype remaining as the next development step.

Keywords: Robotic rehabilitation. Field-Oriented Control. Six-step commutation. Permanent magnet synchronous motor. Torque ripple.

Lista de abreviaturas e siglas

AVC	— Acidente Vascular Cerebral
BLDC	— Motor CC Sem Escovas (Brushless DC)
CAD	— Desenho Assistido por Computador (Computer-Aided Design)
CAN	— Controller Area Network
DC	— Corrente Contínua (Direct Current)
EEPROM	— Electrically Erasable Programmable Read-Only Memory
FOC	— Controle por Orientação de Campo (Field Oriented Control)
MOSFET	— Transistor de Efeito de Campo Metal-Óxido-Semicondutor (Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor)
OMS	— Organização Mundial da Saúde
PCB	— Placa de Circuito Impresso (Printed Circuit Board)
PI	— Proporcional-Integral
PMSM	— Motor Síncrono de Ímã Permanente (Permanent Magnet Synchronous Motor)
PWM	— Modulação por Largura de Pulso (Pulse Width Modulation)
SM-PMSM	— PMSM de Montagem Superficial (Surface-Mounted PMSM)
SPI	— Serial Peripheral Interface
SVM	— Modulação Vetorial Espacial (Space Vector Modulation)
UART	— Receptor-Transmissor Assíncrono Universal (Universal Asynchronous Receiver-Transmitter)

Lista de ilustrações

Figura 1 – Modelos End-Effector e Exoesqueleto para reabilitação de membros superiores	13
Figura 2 – Representação da plataforma plana de reabilitação MIT-Manus, composta por dois atuadores e uma configuração de coordenação polar. . .	16
Figura 3 – Comutação por setores segundo o número de polos.	17
Figura 4 – Diagrama de funcionamento da comutação em 6 passos	19
Figura 5 – Diagrama de blocos da arquitetura FOC.	21
Figura 6 – Representação das Transformadas de Clarke e Park na forma de onda do motor.	22
Figura 7 – Representação dos vetores espaciais	23
Figura 8 – Forma de onda e saída PWM da Modulação por Vetor Espacial. . . .	24
Figura 9 – Análise de seção CAD do motor. Verde: Carcaça do Rotor, Laranja: Carcaça do Estator, Amarelo: Anel magnético do Rotor, Rosa: Estator, Azul Claro: Rolamentos, Azul Escuro: Tampa do Driver.	28
Figura 10 – Vista explodida CAD do motor.	29
Figura 11 – Os gráficos apresentam a saída de torque de ambas as técnicas para uma carga adicionada em 0,3s com 1 N.m de força	32
Figura 12 – Velocidade para uma carga adicionada 0,3s	33
Figura 13 – Saída de torque para velocidades de 30, 100 e 200 rpm e cargas de 0,3, 0,6 e 1Nm	34
Figura 14 – Figura superior mostra o torque de saída em azul e o torque desejado em amarelo; figura do meio mostra a velocidade medida em degraus de 30 rpm a 250 rpm dos 270 rpm disponíveis; figura inferior mostra a corrente em cada fase durante a operação.	35
Figura 15 – a: Vista superior do Rotor do motor PMSM; b: Vista lateral em suporte de teste; c: Vista inferior, ao centro o ímã diametral; d: Vista inferior com o Driver acoplado.	36
Figura 16 – a: Vista superior do Driver (Verde) com STlink (Rosa); b: Vista inferior do Driver. Ao centro o encoder AS5048, abaixo CAN Transeiver e EEPROM.	37
Figura 17 – Diagrama de blocos do sistema, mostrando os dois drivers de motor conectados a um Raspberry Pi via barramento CAN.	41
Figura 18 – Diagrama de blocos do driver do motor, com separação entre os domínios lógico/digital e de potência.	42
Figura 19 – Esquemático do domínio lógico/digital do driver, construído em torno do STSPIN32G4.	43

Figura 20 – Esquemático do estágio de potência do driver, com os MOSFETs do inversor trifásico, o encoder AS5048A e o sensoramento de corrente. . .	44
Figura 21 – Concepção preliminar do mecanismo de efetor final (end-effector) da plataforma de reabilitação, desenvolvida na etapa exploratória do projeto. . .	45
Figura 22 – Alternativas de redução por engrenagens estudadas na etapa exploratória do projeto, anteriormente à adoção do acionamento direto: a) Modelo Outrunner Planetário; b) Modelo Inrunner Cicloidal	46

Lista de tabelas

Tabela 1 – Parâmetros extraídos experimentalmente do motor	31
Tabela 2 – Resultados da análise de torque ripple para as duas técnicas	32

Sumário

	Lista de ilustrações	7
	Lista de tabelas	9
1	INTRODUÇÃO	12
2	REFERENCIAL TEÓRICO	14
2.1	Reabilitação de membros superiores após AVC	14
2.1.1	Reabilitação Tradicional	14
2.1.2	Reabilitação Robótica	15
2.2	Motor - Princípio de Funcionamento	15
2.2.1	Motor CC escovado	16
2.2.2	Brushless DC (BLDC)	16
2.2.3	Motor Síncrono de Ímã Permanente (PMSM)	17
2.3	Motor - Técnicas de Comutação	18
2.3.1	Comutação de seis passos (Controle Trapezoidal)	18
2.3.1.1	Geração de Torque	19
2.3.1.2	Funcionamento do Inversor Trifásico	20
2.3.2	Controle por Orientação de Campo (FOC)	20
2.3.2.1	Transformadas de Clarke e Park	21
2.3.2.2	Modulação Vetorial Espacial (SVM)	23
2.4	Controle PI	24
2.5	Sistema Embarcado	25
2.5.1	Comutação e Potência	26
2.5.2	Digital e Comunicação	26
3	METODOLOGIA	27
3.1	Simulação	27
3.2	Projeto do Motor	28
3.3	Validação	29
3.4	Arquitetura do Driver	30
4	RESULTADOS E DISCUSSÃO	31
5	CONCLUSÕES E CONSIDERAÇÕES FINAIS	38
	REFERÊNCIAS	39

ANEXOS	40
ANEXO A – ESQUEMÁTICOS	41
ANEXO B – PROJETO DE CAD DA PLATAFORMA	45

1 Introdução

A perda ou comprometimento da função motora de membros superiores representa um dos principais desafios na área de reabilitação física, impactando diretamente na autonomia e qualidade de vida dos indivíduos. A Organização Mundial da Saúde (OMS) estima que 2,4 bilhões de pessoas, com projeções de 3,5 bilhões até 2050, necessitem de algum tipo de intervenção reabilitadora, sendo as disfunções motoras decorrentes de condições como acidente vascular cerebral (AVC), algumas das principais causas de incapacidade funcional (DIAZ; PINILLA; CENA, 2025). Nesse contexto, a recuperação da mobilidade e da funcionalidade dos membros superiores torna-se um objetivo central nos processos terapêuticos.

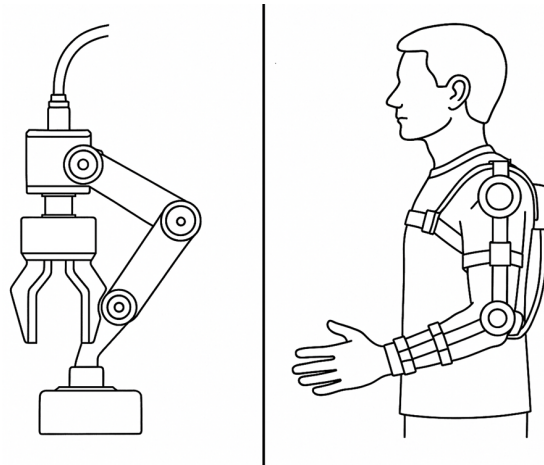
A reabilitação convencional, baseada em exercícios repetitivos e supervisionados, enfrenta limitações relacionadas à variabilidade dos tratamentos, à fadiga dos pacientes e à escassez de profissionais especializados. Como alternativa, a robótica assistiva tem emergido como uma ferramenta promissora, possibilitando a realização de terapias mais consistentes, intensivas e mensuráveis (GUATIBONZA et al., 2024). Esses sistemas permitem a aplicação controlada de forças e movimentos, além da aquisição de dados relevantes como posição, velocidade e torque, fundamentais para a avaliação do progresso do paciente.

De forma geral, robôs de reabilitação podem ser classificados em dispositivos do tipo de exoesqueletos (em que a estrutura acopla ao membro) e end-effector (em que o usuário interage com a estrutura)(Figura 1), compostos por atuadores, sensores e sistemas de controle responsáveis por garantir a interação segura e eficiente entre humano e máquina (DIAZ; PINILLA; CENA, 2025). Nesse cenário, o desempenho do sistema depende fortemente da estratégia de controle adotada, especialmente no que diz respeito à geração de torque e à qualidade do movimento assistido.

Entre as abordagens de controle mais utilizadas em atuadores elétricos para sistemas robóticos, destacam-se o controle em seis passos (6-step) e o controle por orientação de campo (Field Oriented Control - FOC). O controle em seis passos se caracteriza por uma implementação tradicional em motores do tipo *Brushless DC* (BLDC), baseada na comutação discreta das fases do motor, porém apresenta limitações quanto à suavidade do torque e à presença de oscilações de corrente (ripple), o que pode comprometer a qualidade do movimento. Por outro lado, o FOC permite o controle contínuo e desacoplado das correntes do motor, proporcionando maior precisão, resposta dinâmica superior e geração de torque mais suave, características desejáveis em aplicações de reabilitação que demandam controle de torque preciso e movimento semelhante ao natural.

A geração de torque adequada é um fator crítico em sistemas de reabilitação robótica, uma vez que influencia diretamente a interação física com o paciente. Estratégias de controle mais avançadas podem contribuir para uma melhor adaptação ao nível de

Figura 1 – Modelos End-Effector e Exoesqueleto para reabilitação de membros superiores



Fonte: (DIAZ; PINILLA; CENA, 2025)

assistência necessário, respeitando princípios fundamentais da reabilitação, como individualização, intensidade e progresso do esforço terapêutico (GUATIBONZA et al., 2024). Além disso, a capacidade de modular o torque de forma precisa está diretamente relacionada à promoção da neuroplasticidade, elemento essencial para a recuperação funcional em pacientes com déficits motores (WANG et al., 2025).

Diante desse contexto, torna-se relevante investigar e comparar o desempenho de diferentes estratégias de controle aplicadas a atuadores robóticos, especialmente no que se refere à geração de torque. Assim, este trabalho tem como objetivo realizar uma análise comparativa entre o controle em seis passos e o controle por orientação de campo (FOC), avaliando suas características e implicações no desempenho de sistemas robóticos por meio de modelagem e simulação em ambiente MATLAB/Simulink. Paralelamente, propõe-se o desenvolvimento e teste de um exemplar voltado à reabilitação de membros superiores, contemplando o projeto de um motor síncrono de ímã permanente personalizado, de rotor externo, o desenvolvimento de um driver dedicado construído em torno do system-in-package STSPIN32G4, e a caracterização experimental de seus parâmetros elétricos e mecânicos, posteriormente incorporados ao modelo de simulação para validação em condições de maior fidelidade ao hardware real.

2 Referencial teórico

Este capítulo apresenta o referencial teórico que fundamenta o desenvolvimento do trabalho. A Seção 2.1 contextualiza a reabilitação de membros superiores após AVC, contrastando as abordagens tradicional e robótica. As Seções 2.2 e 2.3 apresentam os princípios de funcionamento dos motores elétricos empregados em atuadores robóticos — com destaque para os motores BLDC e PMSM — e as técnicas de comutação utilizadas para acioná-los, comparando a comutação em seis passos ao Controle Orientado por Campo (FOC), foco central deste trabalho. A Seção 2.4 descreve o controle Proporcional-Integral empregado nas malhas de corrente do FOC, e a Seção 2.5 apresenta os elementos de um sistema embarcado capazes de implementar essas estratégias de controle.

2.1 Reabilitação de membros superiores após AVC

O comprometimento motor dos membros superiores é uma das sequelas mais frequentes do AVC, afetando diretamente a capacidade do indivíduo de realizar tarefas funcionais do cotidiano. Diferentes estratégias terapêuticas vêm sendo empregadas para promover a recuperação motora nesse contexto, apoiadas principalmente no princípio da neuroplasticidade induzida pela prática repetitiva. Esta seção apresenta as principais abordagens empregadas nesse processo, contrapondo a reabilitação tradicional (Seção 2.1.1), conduzida por profissionais de saúde, à reabilitação robótica (Seção 2.1.2), na qual dispositivos eletromecânicos auxiliam ou intensificam o tratamento.

2.1.1 Reabilitação Tradicional

A Reabilitação Tradicional baseia-se principalmente em exercícios repetitivos supervisionados por fisioterapeutas e terapeutas ocupacionais, visando restaurar o movimento, a força muscular e a independência funcional. Entre as diferentes estratégias, o treinamento específico de tarefas destaca-se como uma das mais eficazes para a reabilitação de membros superiores.(ROZEVINK et al., 2023)

O treinamento específico de tarefas baseia-se na execução repetitiva de atividades cotidianas. Ele se diferencia do treinamento de déficit motor por explorar habilidades funcionais em vez de focar exclusivamente no fortalecimento muscular e no aumento da amplitude de movimento. De acordo com Hubbard et al., citado por Rozevink et al., o treinamento específico de tarefas deve envolver atividades relevantes para o paciente, realizadas repetidamente, apresentadas em diferentes contextos, organizadas para reconstruir tarefas funcionais completas e acompanhadas de feedback de desempenho. Esses princípios promovem a neuroplasticidade e o reaprendizado motor. (ROZEVINK et al., 2023)

2.1.2 Reabilitação Robótica

Os avanços nas tecnologias de assistência motora possibilitaram o desenvolvimento da reabilitação robótica, na qual dispositivos eletromecânicos auxiliam ou realizam parcialmente os movimentos dos membros superiores durante as sessões terapêuticas. Esses dispositivos surgiram como uma alternativa para aumentar a intensidade, a repetibilidade e a precisão dos exercícios de reabilitação. (ROZEVINK et al., 2023)

Os dispositivos robóticos para reabilitação de membros superiores podem ser classificados em duas categorias principais: sistemas de efetor final e exoesqueletos. Os dispositivos de efetor final interagem com a extremidade distal do membro, permitindo movimento relativamente livre das articulações proximais, enquanto os exoesqueletos possuem estruturas alinhadas com as articulações do braço, fornecendo suporte e assistência diretamente aos movimentos articulares. (DIAZ; PINILLA; CENA, 2025)

Além disso, esses sistemas podem operar em diferentes modos de treinamento, incluindo passivo, ativo-assistido, assistivo e ativo. Nos modos assistivos, o dispositivo fornece torque suplementar para auxiliar o movimento do paciente, enquanto nos modos ativos, o indivíduo realiza o movimento de forma independente, utilizando o robô principalmente como ferramenta de monitoramento ou interação. (ROZEVINK et al., 2023)

Uma das principais vantagens da reabilitação assistida por robô é sua capacidade de fornecer um grande número de repetições com controle preciso sobre as condições de treinamento. Além disso, esses dispositivos podem ajustar automaticamente a dificuldade dos exercícios, registrar métricas de desempenho e fornecer feedback em tempo real ao usuário. Essas características incentivam a participação ativa do paciente e permitem a implementação de programas individualizados. (ROZEVINK et al., 2023)

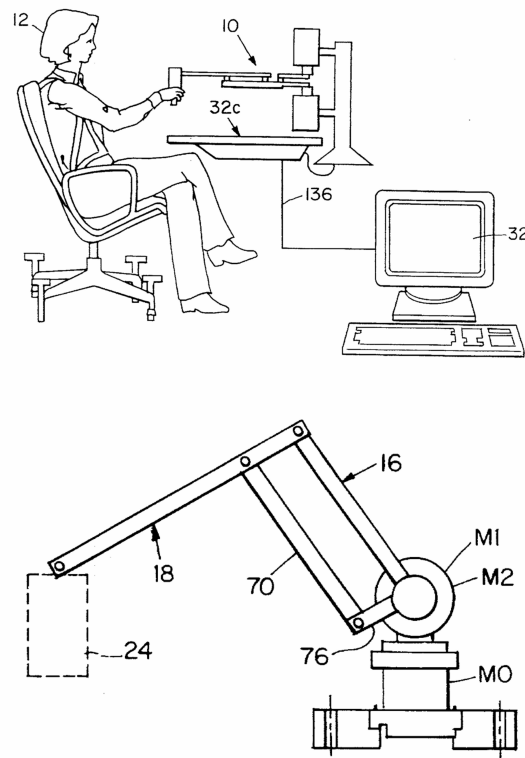
Os resultados apresentados por Rozevink et al. indicam que tanto a reabilitação assistida por robô quanto a reabilitação convencional baseada em tarefas são eficazes na melhoria da função dos membros superiores após AVC. Na fase subaguda, os dispositivos assistivos produziram resultados superiores na redução dos déficits motores, enquanto na fase crônica, os benefícios foram semelhantes aos obtidos com a terapia convencional. (ROZEVINK et al., 2023)

A Figura 2 representa o MIT-Manus, um dos designs para reabilitação de membros superiores e o que inspirou o trabalho. O MIT-Manus é do tipo efetor final e pode realizar atividades em todos os modos de treinamento mencionados anteriormente.

2.2 Motor - Princípio de Funcionamento

O princípio de operação de motores *Brushless DC* (BLDC) é semelhante à operação de Motores de Corrente Contínua (CC), em que o torque é gerado através da atração e repulsão dos polos magnéticos. Porém, esses motores diferem na forma em que são

Figura 2 – Representação da plataforma plana de reabilitação MIT-Manus, composta por dois atuadores e uma configuração de coordenação polar.



Fonte: (HOGAN et al., 1995)

controlados, em que a tensão DC é convertida em tensão trifásica por diferentes técnicas de comutação elétrica.

2.2.1 Motor CC escovado

A operação de um motor CC baseia-se no princípio de que, quando um condutor percorrido por uma corrente, ao ser inserido em um campo magnético, ele experiencia uma força mecânica cuja direção é dada pela Regra da Mão Esquerda de Fleming e sua magnitude é dada por $F = B * I * l$, em que B representa o campo magnético, I a corrente injetada e l o comprimento do condutor. A comutação ocorre mecanicamente a cada meia volta por meio de contatos elétricos.

2.2.2 Brushless DC (BLDC)

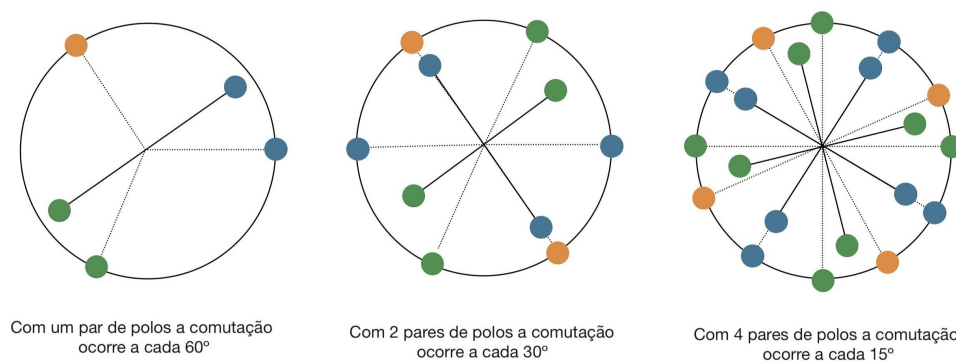
Nos motores BLDC, a comutação mecânica realizada pelas escovas (Seção 2.2.1) é substituída por comutação eletrônica, eliminando o contato físico responsável pelo desgaste e pelas flutuações de torque características dos motores DC com escovas. Estruturalmente, essa mudança inverte a disposição do motor DC convencional: os ímãs permanentes pas-

sam a ser fixados ao rotor, enquanto os enrolamentos trifásicos são dispostos no estator. Para fins didáticos, a configuração mais simples — e adotada como base para a discussão da comutação em seis passos na Seção 2.3.1 — considera um rotor com um único par de polos e um estator composto por três bobinas (fases A, B e C) espaçadas entre si em 120° elétricos (MATHWORKS, s.d.).

A corrente aplicada às bobinas do estator gera um campo magnético que interage com o campo fixo dos ímãs do rotor, produzindo o torque responsável pela rotação. Para que a comutação eletrônica energize as fases corretas no instante correto, é necessário conhecer a posição do rotor, tipicamente obtida por sensores de efeito Hall.

Um aspecto construtivo determinante do motor BLDC é o formato da onda de força contra-eletromotriz (back-EMF) induzida nos enrolamentos do estator durante a rotação. Essa forma de onda é aproximadamente trapezoidal, com um patamar plano que se estende por cerca de 120° elétricos em cada fase (Figura 3). Como discutido na Seção 2.3.1.1, é justamente essa característica que torna a comutação em blocos de corrente (seis passos) uma estratégia de controle naturalmente adequada a esse tipo de máquina (MATHWORKS, s.d.).

Figura 3 – Comutação por setores segundo o número de polos.



Fonte: Elaborado pelo autor

2.2.3 Motor Síncrono de Ímã Permanente (PMSM)

O PMSM compartilha com o motor BLDC a mesma disposição construtiva básica — ímãs permanentes no rotor, enrolamentos trifásicos no estator — e ambos operam de forma síncrona, isto é, com o rotor girando na mesma velocidade do campo magnético produzido pelo estator. A distinção entre os dois não está, portanto, na topologia, mas na forma de onda da força contra-eletromotriz gerada: enquanto o BLDC é projetado para produzir uma back-EMF trapezoidal (Seção 2.2.2), o PMSM é construído — por meio do formato dos ímãs e da distribuição dos enrolamentos do estator — para produzir uma back-EMF idealmente senoidal (MATHWORKS, s.d.). É essa diferença que determina o algoritmo de controle mais adequado a cada máquina: uma back-EMF trapezoidal

combina-se naturalmente com correntes de fase retangulares, comutadas em blocos (Seção 2.3.1), ao passo que uma back-EMF senoidal demanda correntes também senoidais, moduladas continuamente em sincronismo com a posição do rotor, de modo que o torque eletromagnético resultante permaneça constante ao longo de toda a revolução — princípio explorado pelo controle vetorial empregado no FOC (Seção 2.3.2) (CHAVAN; GOWDA; NAYAK, 2023).

Na prática, essa correspondência entre tipo de máquina e técnica de controle representa uma condição de operação ideal, e não uma restrição rígida: os termos BLDC e PMSM são, inclusive, frequentemente usados de forma intercambiável no meio técnico, o que pode gerar confusão quanto ao perfil de back-EMF real de cada motor (MATHEWORKS, s.d.). Tanto a comutação em seis passos pode ser aplicada a um motor de back-EMF senoidal quanto o FOC pode ser aplicado a um motor de back-EMF trapezoidal — em ambos os casos, o descasamento entre a forma de onda da back-EMF e a da corrente aplicada resulta em maior ondulação de torque do que na combinação ideal. Essa observação é particularmente relevante para este trabalho, uma vez que as duas estratégias de controle são comparadas sobre o mesmo PMSM personalizado (Seção 3.2), permitindo isolar o efeito da técnica de controle sobre a qualidade do torque gerado, independentemente do tipo construtivo do motor.

2.3 Motor - Técnicas de Comutação

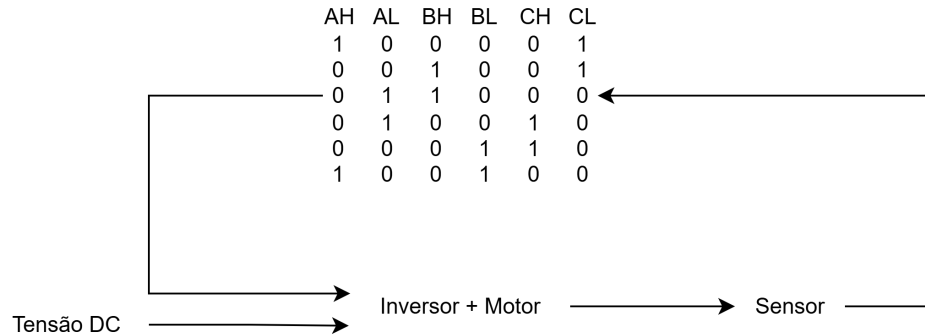
Uma vez estabelecidos os princípios construtivos e as diferenças entre os motores BLDC e PMSM (Seção 2.2), esta seção detalha as duas técnicas de comutação empregadas para acioná-los eletronicamente: a comutação em seis passos, tradicionalmente associada a motores de back-EMF trapezoidal, e o Controle Orientado por Campo (FOC), mais adequado a motores de back-EMF senoidal. Ambas as técnicas são descritas em detalhe nas seções seguintes — Seção 2.3.1 e Seção 2.3.2, respectivamente —, servindo de base teórica para a análise comparativa de torque conduzida neste trabalho.

2.3.1 Comutação de seis passos (Controle Trapezoidal)

Partindo da configuração mostrada na Seção 2.2.2, onde o rotor consiste em um par de polos e o estator em três bobinas espaçadas em 120° , a comutação em seis passos energiza, a cada instante, apenas duas das três fases do motor — uma delas conduzindo corrente para dentro do enrolamento e a outra para fora —, enquanto a terceira permanece desconectada. Subdividindo as etapas desde a inicialização até a rotação completa, o motor parte de uma posição estática; a aplicação de tensão em duas fases gera um campo magnético resultante no estator, orientado ao longo de uma direção fixa determinada pelo par de fases energizado, que atrai o rotor e o faz girar em direção ao alinhamento (MATHEWORKS, s.d.).

À medida que o rotor se aproxima desse alinhamento, sua posição — indicada tipicamente por sensores Hall — é utilizada para comutar o par de fases energizado para a combinação seguinte, deslocando o campo resultante do estator em 60° elétricos e reiniciando o processo de atração (Figura 4). Ao longo de uma revolução elétrica completa, as seis combinações possíveis de fases energizadas — que dão nome à técnica — são percorridas uma única vez, cada uma sustentada por 60° elétricos (MATHWORKS, s.d.).

Figura 4 – Diagrama de funcionamento da comutação em 6 passos



Fonte: Elaborado pelo autor

2.3.1.1 Geração de Torque

O torque eletromagnético produzido por uma máquina síncrona de ímã permanente é proporcional ao seno do ângulo elétrico entre o campo magnético resultante do estator e o campo fixo do rotor, sendo máximo quando esse ângulo é de 90°. Na comutação em seis passos, entretanto, o campo do estator permanece fixo durante cada etapa de 60°, enquanto o rotor gira continuamente sob sua influência; como consequência, esse ângulo não se mantém constante em 90°, oscilando entre aproximadamente 60° e 120° ao longo de cada etapa — mínimo logo após uma comutação e máximo imediatamente antes da próxima (MATHWORKS, s.d.). Essa oscilação, inerente à natureza discreta da técnica, é a origem fundamental da ondulação de torque (ripple) mencionada no Capítulo 1 e quantificada nos resultados do Capítulo 4; é também o que motiva, no FOC, a orientação contínua da corrente — e não apenas a comutação em seis pontos — para manter esse ângulo próximo de 90° ao longo de toda a rotação, estratégia refletida na definição da referência de corrente no eixo direto como nula (i_d^{ref}), discutida na Seção 2.4.

A mesma limitação pode ser observada do ponto de vista elétrico, na relação entre a back-EMF trapezoidal do motor (Seção 2.2.2) e a corrente aplicada. De forma simplificada, o torque instantâneo é dado por

$$T_e = \frac{e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c}{\omega_m} \quad (2.1)$$

em que e_a , e_b e e_c são as forças contra-eletromotrizes de fase, i_a , i_b e i_c as correntes de fase correspondentes, e ω_m a velocidade angular mecânica do rotor. Enquanto a corrente permanece aproximadamente constante durante o patamar plano da back-EMF trapezoidal, o produto entre back-EMF e corrente — e portanto o torque — mantém-se próximo do valor desejado. Contudo, a indutância dos enrolamentos impede que a corrente transite instantaneamente entre uma etapa e a próxima: a corrente que está sendo desligada decai e a que está sendo ligada cresce ao longo de um intervalo finito, afastando esse produto do valor ideal justamente nos instantes de comutação e reforçando a ondulação de torque.

2.3.1.2 Funcionamento do Inversor Trifásico

O acionamento das fases do motor é realizado por um inversor trifásico, composto por três fases (meias-pontes), cada uma com uma chave superior e uma chave inferior — tipicamente MOSFETs (Seção 2.5.1). Para conduzir corrente positiva por uma fase, fecha-se a chave superior correspondente; para conduzir corrente negativa, fecha-se a chave inferior de outra fase; a terceira fase permanece com ambas as chaves abertas, deixando a fase correspondente flutuante (MATHWORKS, s.d.).

Cada uma das seis combinações de chaveamento associadas às seis passos corresponde a um vetor de tensão distinto aplicado aos terminais do motor. Ao longo de uma revolução elétrica, essas seis combinações descrevem os vértices do mesmo hexágono de vetores espaciais explorado, de forma contínua, pela modulação vetorial (SVM) empregada no FOC (Seção 2.3.2.2): a diferença fundamental é que a comutação em seis passos aplica apenas esses vetores básicos, um de cada vez e sem interpolação, ao passo que a SVM combina vetores adjacentes com vetores nulos para sintetizar qualquer vetor intermediário dentro do hexágono, resultando em uma trajetória de corrente mais suave.

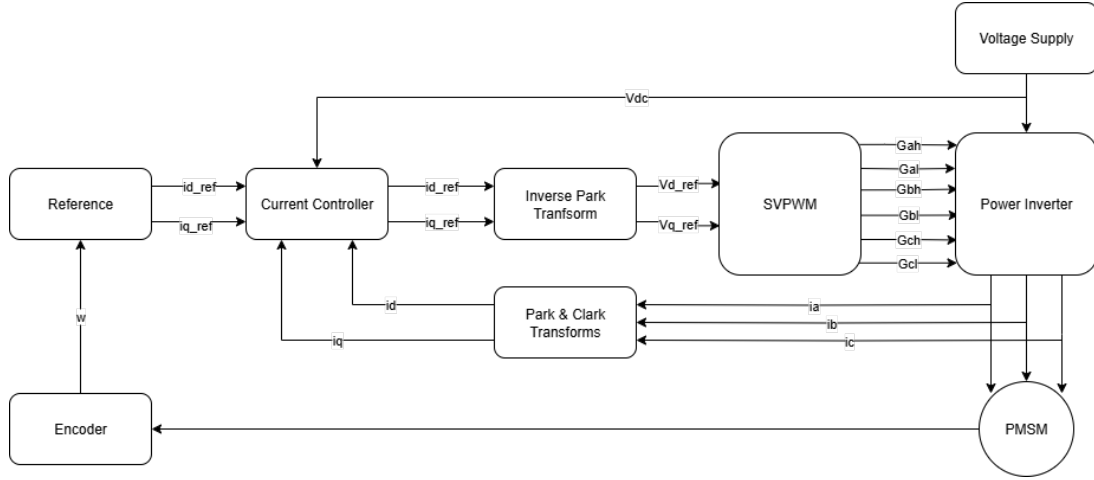
A velocidade do motor pode ser regulada tanto pela variação da tensão de barramento quanto — de forma mais comum em sistemas de barramento fixo, como o driver descrito na Seção 3.4 — pela sobreposição de modulação por largura de pulso (PWM) a uma das chaves ativas de cada etapa, sem alterar a sequência de comutação em si (MATHWORKS, s.d.).

2.3.2 Controle por Orientação de Campo (FOC)

O Controle Orientado por Campo (FOC) é uma técnica de controle comumente utilizada em máquinas de indução e máquinas síncronas de ímã permanente (PMSM) para obter boa capacidade de controle em toda a faixa de torque e velocidade. O diagrama de blocos da Figura 5 mostra a arquitetura da técnica de controle FOC.

As transformadas de Clarke e Park convertem um referencial estacionário abc em um referencial rotativo dq ; o controlador de corrente consiste em um controlador PI para as correntes i_q e i_d no referencial rotativo ortogonal e um modulador de vetor espacial para converter um referencial estacionário em um sinal PWM para os enrolamentos do estator.

Figura 5 – Diagrama de blocos da arquitetura FOC.



Fonte: Elaborado pelo autor

Em termos de hardware, o FOC utiliza um circuito inversor trifásico composto por MOSFETs *high-side* e *low-side* para cada fase do motor. Os estados de chaveamento superior, inferior e sem chaveamento determinam o estado da fase, mantendo o motor em velocidade constante.

2.3.2.1 Transformadas de Clarke e Park

A transformada de Clarke (Equação 2.2) converte os componentes no domínio do tempo de um sistema trifásico em dois componentes em um referencial estacionário (Figura 6).

$$\begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \\ f_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

Para um sistema balanceado com motores, o cálculo da componente de sequência zero é sempre zero (Equação 2.3):

$$eu_a + eu_b + eu_c = 0 \Rightarrow eu_c = -(eu_a + eu_b) \quad (2.3)$$

Isso significa que apenas duas das fases precisam ser monitoradas.

De forma simplificada (Equação 2.4):

$$\begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{2}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

Onde:

- f_a , f_b e f_c são os componentes trifásicos no referencial abc

- f_α e f_β são componentes ortogonais bifásicos no referencial estacionário $\alpha\beta$
- f_0 é o zero no referencial estacionário $\alpha\beta$

A transformada de Park converte os dois componentes do referencial $\alpha\beta$ em um referencial rotativo ortogonal dq (Figura 6).

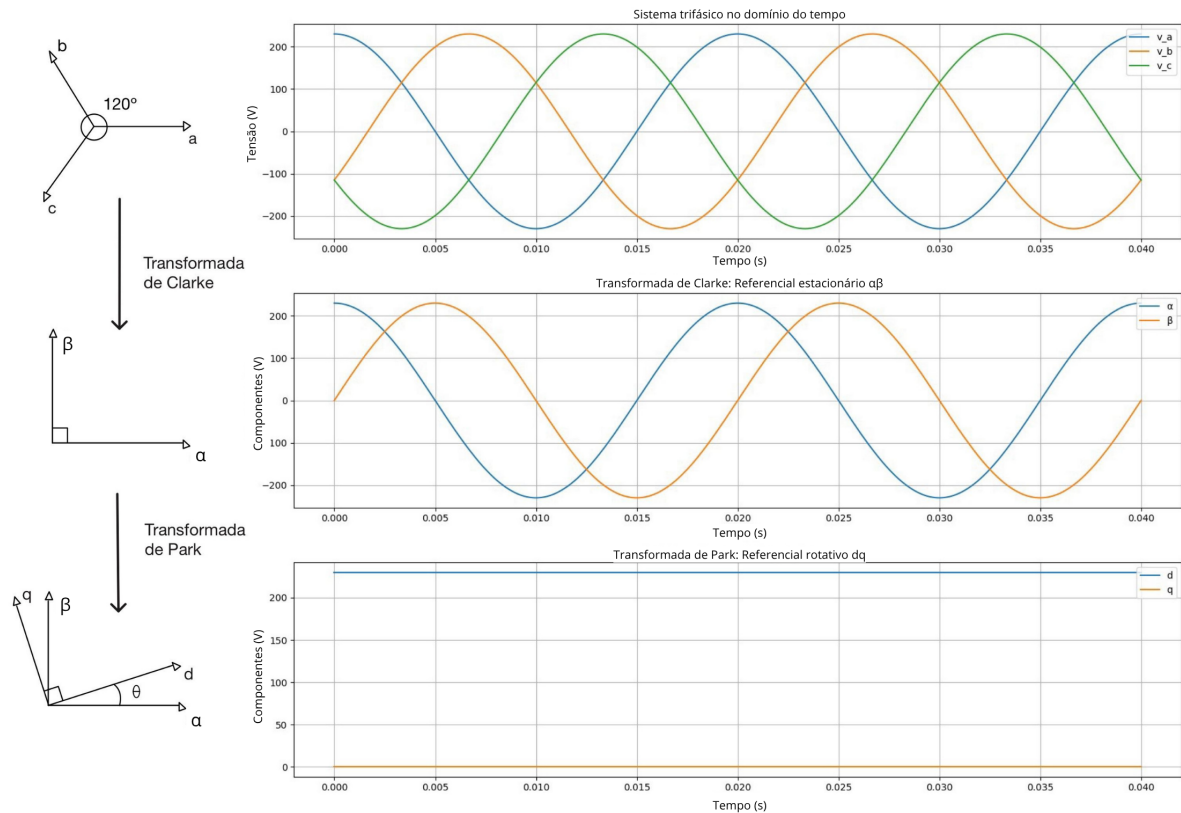
Alinhando o eixo α com o eixo d (Equação 2.5):

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

Onde:

- f_α e f_β são componentes da transformada de Clarke
- f_d e f_q são componentes ortogonais no referencial dq

Figura 6 – Representação das Transformadas de Clarke e Park na forma de onda do motor.



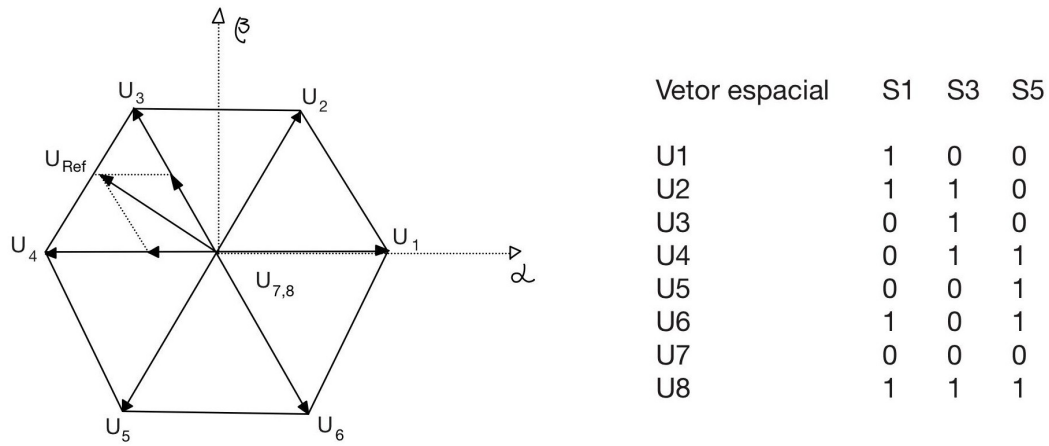
Fonte: Elaborado pelo autor

2.3.2.2 Modulação Vetorial Espacial (SVM)

A SVM é uma ferramenta comum no FOC em motores de indução e PMSMs. Essa técnica é responsável por gerar sinais PWM para a comutação do inversor, que por sua vez controla o motor.

Utilizando o circuito apresentado (2.3.1.2) e o circuito lógico apresentado em 2.3.1, cada configuração resulta em vetores espaciais simples que descrevem a magnitude e a direção do vetor espacial (Figura 7).

Figura 7 – Representação dos vetores espaciais



Fonte: Elaborado pelo autor

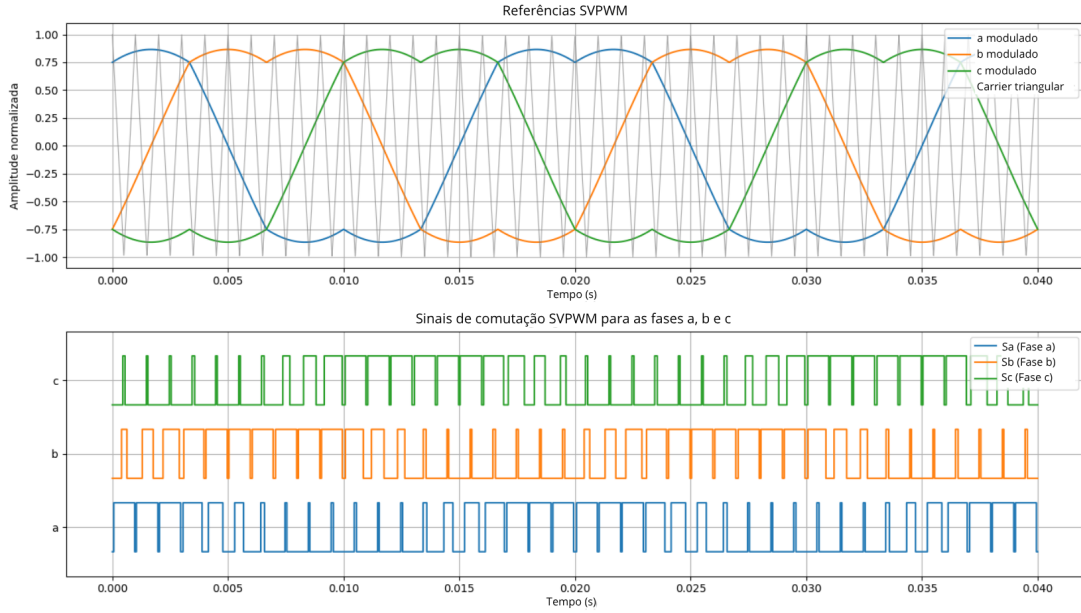
Os estados de chaveamento correspondentes aos vetores espaciais básicos (direção) e os vetores zero (magnitude) são combinados para aproximar um vetor de tensão de qualquer magnitude, em qualquer posição, dentro do hexágono do vetor espacial. Por exemplo, para cada período de modulação por largura de pulso (PWM), o vetor de referência “ U_{ref} ” é calculado usando uma sequência de chaveamento de dois vetores espaciais adjacentes por um período de tempo especificado e um vetor zero ($U7$ e $U8$) para o restante do período.

Ao controlar a sequência de chaveamento e, consequentemente, o ciclo de trabalho, qualquer vetor de tensão com magnitude e direção variáveis pode ser obtido para cada período PWM. O objetivo da técnica SVM é gerar sequências de chaveamento que correspondam ao vetor de tensão de referência, a fim de obter um vetor espacial continuamente rotativo.

Para cada período PWM, com o vetor de tensão como referência de entrada, o algoritmo SVM:

- Calcula os tempos de ligação e desligamento com base no vetor de tensão de referência
- Utiliza os tempos de transição para gerar formas de onda de modulação de dupla corcova

Figura 8 – Forma de onda e saída PWM da Modulação por Vetor Espacial.



Fonte: Elaborado pelo autor

- Usa os tempos de chaveamento para gerar pulsos de gate adequados para as chaves do inversor

A forma de onda do sinal de modulação gerada por uma estrutura de dupla corcova maximiza a utilização da tensão de barramento disponível (Figura 8).

(ULUSOY; MATHWORKS, 2020)(MATHWORKS, 2020c)(EUROPE, 1998)

2.4 Controle PI

Após as transformadas de Clarke e Park (2.3.2.1), as correntes trifásicas do estator são representadas como duas grandezas semelhantes a DC, i_d e i_q , no referencial rotativo. Essa característica permite o uso de controladores Proporcional-Integral (PI) convencionais para regular as correntes do motor, uma vez que os controladores PI são particularmente eficazes no rastreamento de sinais de referência constantes com erro de regime permanente zero, ao contrário das referências senoidais exigidas ao controlar correntes diretamente no referencial estacionário abc .

Conforme ilustrado no diagrama de blocos do FOC (Figura 5), duas malhas PI independentes são empregadas: uma regulando a corrente do eixo direto i_d e outra regulando a corrente do eixo em quadratura i_q . Para PMSMs de montagem superficial, o componente de torque de relutância é desprezível, de modo que o torque eletromagnético é aproximadamente proporcional apenas a i_q ; a referência i_d^{ref} é, portanto, comumente definida como zero, minimizando as perdas resistivas, enquanto i_q^{ref} é definida de acordo com a saída de torque desejada. Cada controlador PI calcula uma referência de tensão, v_d^{ref} e v_q^{ref} , com

base no erro entre a referência e as correntes medidas, que é então encaminhada para a transformada de Park inversa e o modulador de vetor espacial (Figura 5).

Vale notar que os eixos d e q não são totalmente desacoplados, uma vez que os termos de acoplamento cruzado decorrentes da velocidade elétrica angular do rotor aparecem nas equações de tensão do motor. Embora os termos de compensação de desacoplamento possam ser adicionados para melhorar o desempenho dinâmico em velocidades mais altas, implementações simplificadas frequentemente negligenciam esse acoplamento, confiando na separação de largura de banda entre a malha de corrente e as dinâmicas mecânicas do sistema (EUROPE, 1998)(MATHWORKS, 2020b)(CHAVAN; GOWDA; NAYAK, 2023).

Do ponto de vista da teoria clássica de controle, o controlador PI é definido no domínio da frequência pela função de transferência $C(s) = K_p + K_i/s$, sendo K_p e K_i os ganhos proporcional e integrativo, respectivamente (NISE, 2023). A ação proporcional atua de forma instantânea sobre o erro entre a referência e a variável controlada, reduzindo o tempo de subida da resposta transitória; isoladamente, contudo, ela não elimina o erro de regime permanente frente a uma entrada em degrau, pois o sinal de controle tende a zero à medida que o próprio erro se anula. Já a ação integral introduz um polo na origem do plano s , elevando em uma unidade o tipo de sistema em malha aberta e garantindo, pelo Teorema do Valor Final, erro nulo em regime permanente para a referência constante (NISE, 2023), propriedade especialmente adequada ao contexto do FOC, uma vez que, após as transformadas de Clarke e Park, as referências de corrente i_d^{ref} e i_q^{ref} passam a ser grandezas contínuas 2.3.2.1, e não mais senoidais como no referencial abc .

Essa vantagem, entretanto, não é obitidasem contrapartida: o acréscimo do termo integral tende a reduzir a margem de fase do sistema em malha fechada, o que, caso os ganhos K_p e K_i não sejam devidamente sintonizados, pode se traduzir em maior sobressinal (*overshoot*) e maior tempo de acomodação na resposta transitória (). Existe, portanto, um compromisso entre velocidade de resposta, rejeição de erro em regime permanente e estabilidade relativa, observando tanto no ajuste das malhas internas de corrente i_d e i_q quanto na malha externa de velocidade, responsável por gerar a referência i_q^{ref} a partir do erro entre a velocidade desejada e a velocidade medida pelo encoder (Figura 5).

2.5 Sistema Embarcado

A implementação das técnicas de comutação em seis passos (Seção 2.3.1) e de Controle Orientado por Campo (Seção 2.3.2) depende de um sistema embarcado capaz de adquirir a realimentação de posição e corrente, executar o algoritmo de controle em tempo real e acionar as chaves do inversor trifásico de acordo com a estratégia adotada. De forma geral, esse sistema pode ser dividido em um domínio de potência e um digital, responsável pelo processamento e pela comunicação — divisão retomada na Seção 3.4, ao descrever a arquitetura do driver desenvolvido neste trabalho.

2.5.1 Comutação e Potência

O estágio de potência converte a tensão contínua do barramento DC nas tensões trifásicas aplicadas ao motor por meio do inversor descrito na Seção 2.3.1.2. Os elementos de chaveamento mais empregados nesse estágio são os MOSFETs, escolhidos por sua baixa resistência de condução e alta velocidade de comutação em aplicações de baixa e média tensão. Como a chave superior de cada fase do inversor tem sua fonte (source) em um potencial flutuante — variável conforme o estado de chaveamento —, seu acionamento normalmente exige circuitos dedicados de driver de gate, responsáveis por fornecer o nível de tensão e a corrente de carga/descarga necessários para comutá-la rapidamente. Em soluções mais integradas, esse driver de gate é combinado, em um único componente, com o núcleo de processamento digital responsável pelo algoritmo de controle, reduzindo a contagem de componentes discretos na placa.

Por operar com correntes e tensões elevadas em comutação rápida, o estágio de potência é também uma fonte relevante de ruído eletromagnético, capaz de interferir nos sinais sensíveis de sensoriamento de corrente e posição utilizados pelas malhas de controle (Seção 2.4). Por esse motivo, é prática recomendada separar fisicamente, no *layout* da placa de circuito impresso, os domínios de potência e de controle, minimizando esse acoplamento.

2.5.2 Digital e Comunicação

O núcleo digital do sistema embarcado é responsável por executar o algoritmo de controle — a lógica de comutação em seis passos (Seção 2.3.1) ou as transformadas de Clarke e Park, os controladores PI e o modulador SVM que compõem o FOC (Seções 2.3.2 e 2.4) —, normalmente em um microcontrolador dotado de periféricos voltados ao controle de motores, como temporizadores com saída PWM e conversores analógico-digitais para leitura de corrente.

A realimentação necessária a esse processamento depende da técnica empregada: a comutação em seis passos requer apenas a indicação discreta da posição rotórica em seis pontos por revolução elétrica, tipicamente fornecida por sensores Hall (Seção 2.2.2), enquanto o FOC requer a posição angular contínua do rotor, o que demanda sensores de maior resolução, como encoders magnéticos ou ópticos. O sensoriamento de apenas duas das três fases é suficiente, já que a terceira pode ser obtida pela condição de soma nula do sistema trifásico balanceado.

Por fim, interfaces de comunicação digital — como CAN, SPI ou UART — cumprem um papel relevante em sistemas embarcados voltados à robótica de reabilitação, permitindo a configuração de parâmetros, a leitura de variáveis de operação para diagnóstico e a coordenação entre múltiplos atuadores quando a plataforma é composta por mais de uma junta motorizada.

3 Metodologia

O desenvolvimento do sistema proposto seguiu uma abordagem progressiva, avançando da validação do controle para uma simulação de maior fidelidade do sistema completo. Primeiramente, as estratégias de comutação em seis passos e de Controle Orientado por Campo foram modeladas e comparadas em um ambiente MATLAB/Simulink, a fim de validar a abordagem de controle proposta e obter parâmetros de referência para os estágios de projeto subsequentes, conforme detalhado na Seção 3.1. Com base nesses resultados, um motor síncrono de ímã permanente compacto com topologia de rotor externo foi projetado para fornecer o torque contínuo necessário para a reabilitação de membros superiores, conforme descrito na Seção 3.2. Em paralelo, um driver dedicado para o motor foi desenvolvido para executar o algoritmo FOC com desempenho computacional e elétrico adequados, conforme apresentado na Seção 3.4. Dado que a validação física do protótipo montado não era viável dentro do cronograma do projeto, uma simulação de maior fidelidade incorporando as características identificadas do motor e do driver foi empregada como estratégia de validação substituta, conforme discutido na Seção 3.3.

3.1 Simulação

A fase de simulação visou validar a viabilidade da comutação em seis passos e do Controle Orientado por Campo antes de prosseguir para o projeto do motor e da eletrônica do driver. Nessa etapa, como o motor personalizado ainda não havia sido construído, foram utilizados parâmetros representativos de um PMSM genérico de montagem superficial (SM-PMSM), consistentes com os modelos de referência adotados como ponto de partida para a arquitetura de controle (MATHWORKS, s.d.)(ULUSOY; MATHWORKS, 2020)(EUROPE, 1998)(CHAVAN; GOWDA; NAYAK, 2023). Esses parâmetros foram utilizados para construir um modelo Simulink combinando blocos da biblioteca Simscape Electrical Specialized Power Systems, que representam o estágio de eletrônica de potência (inversor trifásico, Figura 20), e blocos Simscape Electrical de controle de motor, que representam o comportamento eletromecânico do PMSM juntamente com as transformadas de Clarke/Park e os controladores de corrente mostrados na arquitetura FOC (Figuras 5 e 6). Os sinais de referência e de chaveamento gerados pelo modulador de vetor espacial são mostrados na Figura 8. As estratégias de comutação em seis passos e FOC foram implementadas no mesmo ambiente de simulação e comparadas em termos de ripple de torque, dada sua relevância para a assistência ao movimento suave e natural em aplicações de reabilitação, conforme discutido na Seção 2.3.2.

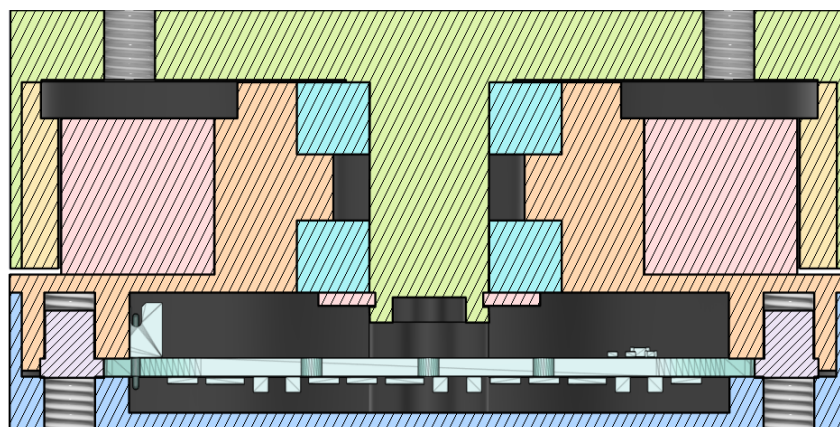
3.2 Projeto do Motor

Nas etapas exploratórias que precederam este trabalho, avaliou-se uma solução de acionamento baseada em redução por engrenagens — cujos estudos preliminares de CAD são apresentados no Anexo B —, posteriormente descartada em favor do acionamento direto (direct drive), evitando a complexidade mecânica, o backlash e a manutenção adicionais associados a um estágio de redução.

Com base nos parâmetros obtidos da simulação, um PMSM personalizado de rotor externo (outrunner) com 14 pares de polos foi projetado. A topologia outrunner foi selecionada para melhorar a utilização do torque em baixa velocidade, uma característica desejável para atuadores de reabilitação que devem fornecer torque contínuo sem depender de um estágio de redução de engrenagens: ao colocar os ímãs permanentes em um rotor externo rotativo em torno de um estator fixo, o raio efetivo do entreferro magnético é aumentado, resultando em maior densidade de torque em comparação com uma topologia inrunner equivalente. O motor emprega materiais de construção padrão, a saber, fio de cobre para os enrolamentos do estator, ímãs permanentes de neodímio no rotor, uma estrutura de alumínio e aço magnético macio para o núcleo do estator e o ferro traseiro do rotor para canalizar eficientemente o fluxo magnético.

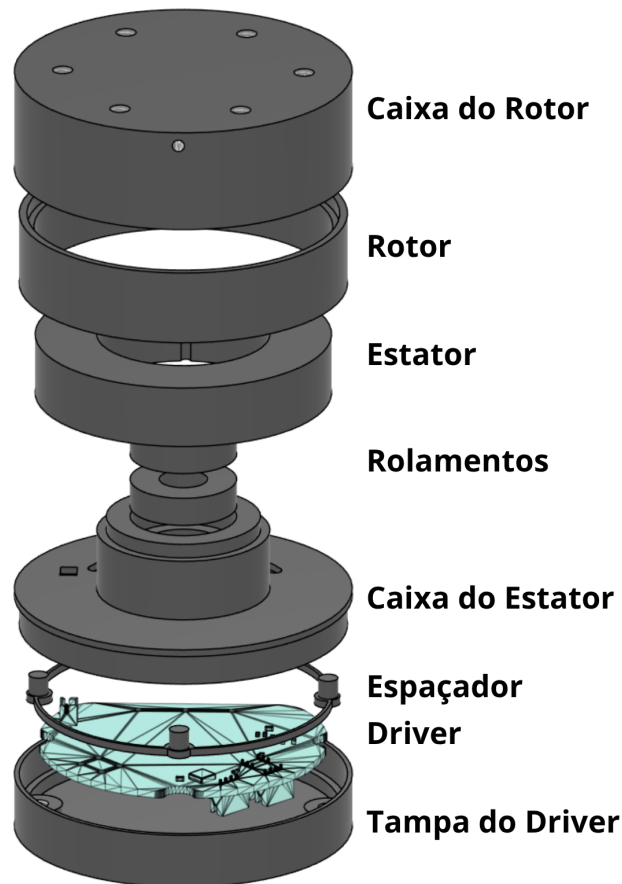
O projeto mecânico foi realizado no Autodesk Fusion 360, utilizado para a modelagem geométrica e verificação de montagem do rotor, estator, eixo e rolamentos (Figuras 9 e 10). Nessa etapa, as decisões de projeto foram guiadas pelos parâmetros elétricos obtidos da simulação e pelos requisitos da aplicação (capacidade de torque contínuo, dimensões compactas e integração mecânica direta com a PCB do driver); análises de elementos finitos (eletromagnéticas, térmicas ou estruturais) não foram realizadas devido a limitações de hardware.

Figura 9 – Análise de seção CAD do motor. Verde: Carcaça do Rotor, Laranja: Carcaça do Estator, Amarelo: Anel magnético do Rotor, Rosa: Estator, Azul Claro: Rolamentos, Azul Escuro: Tampa do Driver.



Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 10 – Vista explodida CAD do motor.



Fonte: Elaborado pelo autor

3.3 Validação

Devido a restrições de cronograma do projeto, a validação do protótipo montado do motor e do driver por meio de testes físicos não foi viável. Como estratégia de validação substituta, foi conduzida uma simulação de maior fidelidade usando o mesmo modelo Simulink descrito na Seção 3.1, agora atualizado com os parâmetros do motor real construído durante o estágio de projeto (Seção 3.2), no lugar dos parâmetros genéricos representativos inicialmente adotados. Esses parâmetros foram identificados diretamente do motor físico por meio da ferramenta ST Motor Pilot (v6.4.1) e do ST Motor Control Workbench, sendo apresentados no Capítulo 4 juntamente com os demais resultados obtidos.

Com o modelo atualizado para refletir o sistema como construído, a comparação de ripple de torque entre a comutação em seis passos e o FOC foi repetida sob essas condições, permitindo que as conclusões tiradas na simulação preliminar fossem validadas em relação às características do hardware real desenvolvido nas Seções 3.2 e 3.4, na ausência de resultados de testes físicos.

3.4 Arquitetura do Driver

A eletrônica do driver foi construída em torno do STSPIN32G4, um system-in-package da STMicroelectronics combinando um núcleo de microcontrolador STM32G4 com um driver de gate trifásico integrado e estágio de pré-driver do motor (esquemático do domínio lógico/digital no Anexo A, Figura 19). Isso reduziu significativamente a contagem de componentes da placa, uma vez que a maior parte da funcionalidade de controle e acionamento de gates exigida pela arquitetura FOC já era fornecida pelo dispositivo selecionado. O chaveamento de potência é realizado pelo STL220N6F7, e o feedback de posição do rotor é fornecido por um encoder rotativo magnético sem contato AS5048A, utilizado como sensor de posição na malha de controle de corrente. O esquemático completo do estágio de potência, incluindo os MOSFETs do inversor e o sensoramento de corrente, é apresentado no Anexo A (Figura 20). (STMICROELECTRONICS, s.d.)

A placa de circuito impresso foi projetada no KiCad 9 como um empilhamento de quatro camadas, com as camadas externas dedicadas à referência de terra e as camadas internas roteando as trilhas de alimentação; circuitos digitais/de controle e circuitos de potência foram fisicamente separados no layout da placa para minimizar o acoplamento de ruído de chaveamento nos sinais de sensoramento e controle. Essa separação entre os domínios digital e de potência, discutida na Seção 2.5.1, está refletida na própria organização dos esquemáticos em folhas distintas (Anexo A, Figuras 18 a 20). A placa é alimentada com uma tensão de entrada nominal de 24 V, com operação até um máximo de 48 V.

4 Resultados e Discussão

A caracterização do motor personalizado, realizada com o auxílio da ferramenta ST Motor Pilot (v6.4.1) e do ST Motor Control Workbench, resultou nos seguintes parâmetros elétricos e mecânicos, utilizados para atualizar o modelo de simulação apresentado na Seção 3.3:

Tabela 1 – Parâmetros extraídos experimentalmente do motor

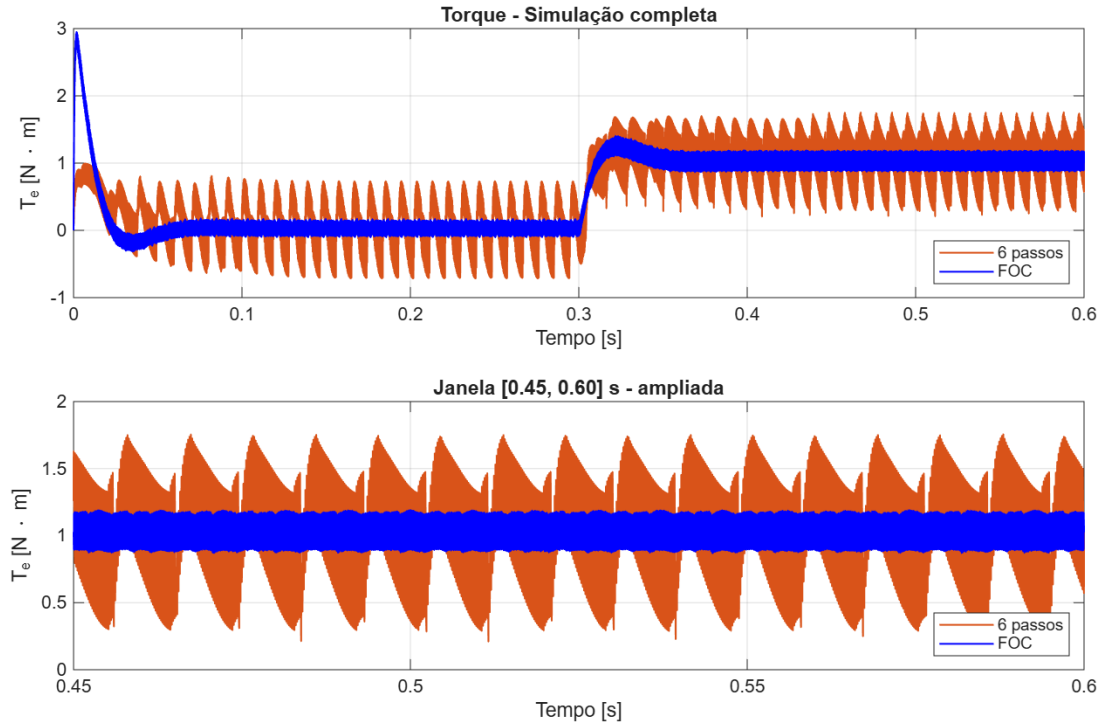
Parâmetro	Símbolo	Valor
Resistência do estator	R_s	6,28 Ω
Indutância do estator	L_s	2,93 mH
Constante de back-EMF	K_e	41,89 V/krpm
Coefficiente de atrito viscoso	—	16,06 $\mu Nms/rad$
Inércia do rotor	—	4,66 gcm^2
Pares de polos	—	14
Corrente nominal	—	1,8 A
Tensão nominal de barramento	Vdc	23,35 V
Velocidade máxima nominal	—	270 rpm

Fonte: Elaborado pelo autor

A comparação de ripple de torque entre a comutação em seis passos e o Controle Orientado por Campo, conduzida com os parâmetros identificados do motor personalizado, é mostrada na Fig. 11, que apresenta a resposta de torque de ambas as técnicas para uma referência de 1 N.m com uma carga adicionada em 0,3 s. Os resultados demonstram que o FOC produz um ripple de torque significativamente menor do que a comutação em seis passos sob condições operacionais equivalentes. A Tabela 2 quantifica essa diferença: o torque médio produzido pelas duas técnicas é praticamente equivalente, 1,031 N.m para a comutação em seis passos e 1,028 N.m para o FOC —, confirmando que a comparação ocorre sob condições de carga equivalentes; a diferença está concentrada na amplitude da oscilação, com o FOC apresentando um ripple pico a pico de 0,323 N.m (31,4 % do torque médio), cerca de 4,8 vezes menor do que os 1,547 N.m (150,1 %) observados na comutação em seis passos. Essa diferença é particularmente relevante no contexto da reabilitação de membros superiores, onde a suavidade do torque afeta diretamente a qualidade da interação física com o paciente, conforme discutido na Seção 2.3.2.

A Fig. 12 apresenta a resposta de velocidade das duas técnicas para o mesmo ensaio. O FOC atinge a velocidade de referência de 270 rpm de forma mais rápida, com um breve sobressinal antes de se estabilizar em uma oscilação de regime bem menor do que a observada na comutação em seis passos, cuja subida é mais lenta e cujo regime permanentemente mantém uma oscilação de velocidade perceptível, comportamento consistente com o

Figura 11 – Os gráficos apresentam a saída de torque de ambas as técnicas para uma carga adicionada em 0,3s com 1 N.m de força



Fonte: Elaborado pelo autor

Tabela 2 – Resultados da análise de torque ripple para as duas técnicas

Método	Média [Nm]	Min [Nm]	Max [Nm]	PaP [Nm]	Ripple [%]
6 passos	1,031	0,209	1,757	1,547	150,1
FOC	1,028	0,869	1,191	0,323	31,4

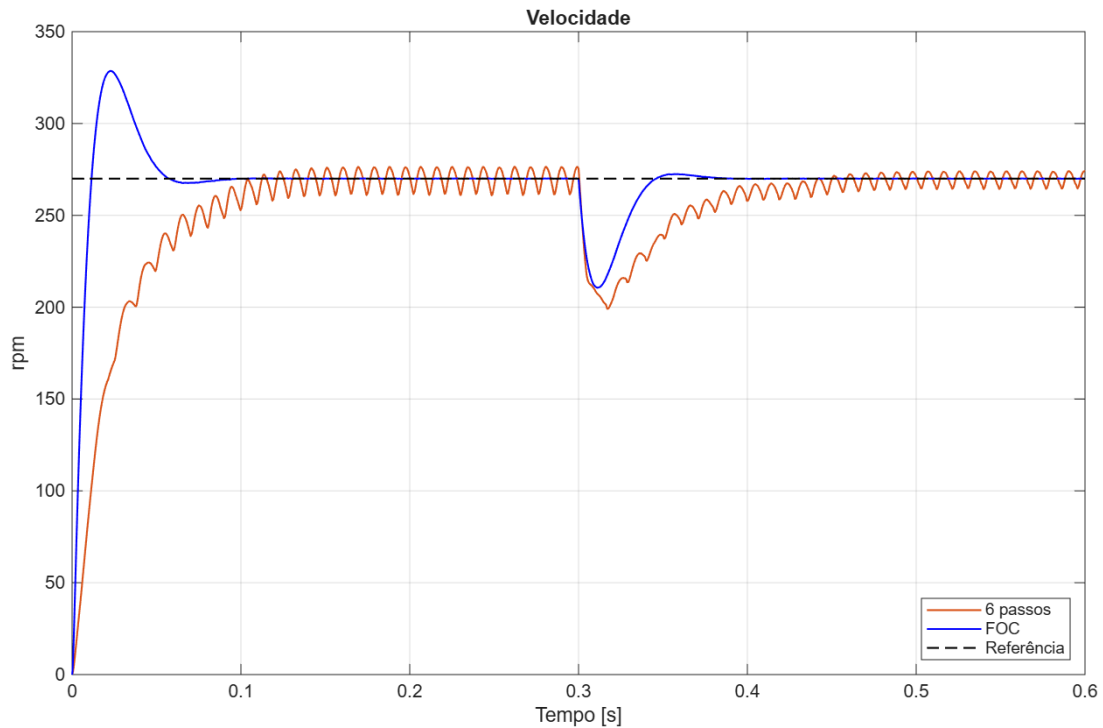
Fonte: Elaborado pelo autor

maior ripple de torque já quantificado na Tabela 2. Quando a carga é adicionada em 0,3 s, ambas as técnicas apresentam uma queda momentânea de velocidade seguida de recuperação, sendo essa recuperação mais suave no FOC. Esse resultado estende à velocidade a resposta dinâmica superior do FOC discutida na Seção 2.3.2, reforçando que a suavidade do movimento assistido depende não apenas do torque, mas também da regularidade da velocidade entregue ao paciente.

O sobressinal observado na resposta do FOC decorre diretamente do compromisso entre velocidade de resposta e estabilidade relativa discutido na Seção 2.4 os ganhos das malhas PI de corrente e de velocidade foram sintonizados para privilegiar um tempo de subida reduzido, de modo que o sistema em malha fechada apresenta comportamento levemente subamortecido, ultrapassando momentaneamente a referência de 270 rpm antes de convergir para o regime permanente. Ainda assim, esse sobressinal é transitório e de curta duração, não comprometendo a operação do atuador, já que a velocidade converge

rapidamente para um regime permanente com oscilação de amplitude reduzida, em contraste com a comutação em seis passos, cuja resposta, embora sem sobressinal perceptível, apresenta subida mais lenta e uma oscilação de regime permanente de maior amplitude, associada ao maior ripple de torque já quantificado na Tabela 2. Do ponto de vista da aplicação em reabilitação, esse resultado sugere que, caso o sobressinal do FOC seja considerado excessivo para determinado perfil de paciente, os ganhos das malhas PI podem ser reduzidos para privilegiar uma resposta mais amortecida, ao custo de um tempo de subida maior, ajuste de compromisso viabilizado justamente pela flexibilidade do controle contínuo do FOC, mas indisponível na comutação em seis passos, cuja dinâmica é determinada pela própria discretização da técnica (Seção 2.3.1.1).

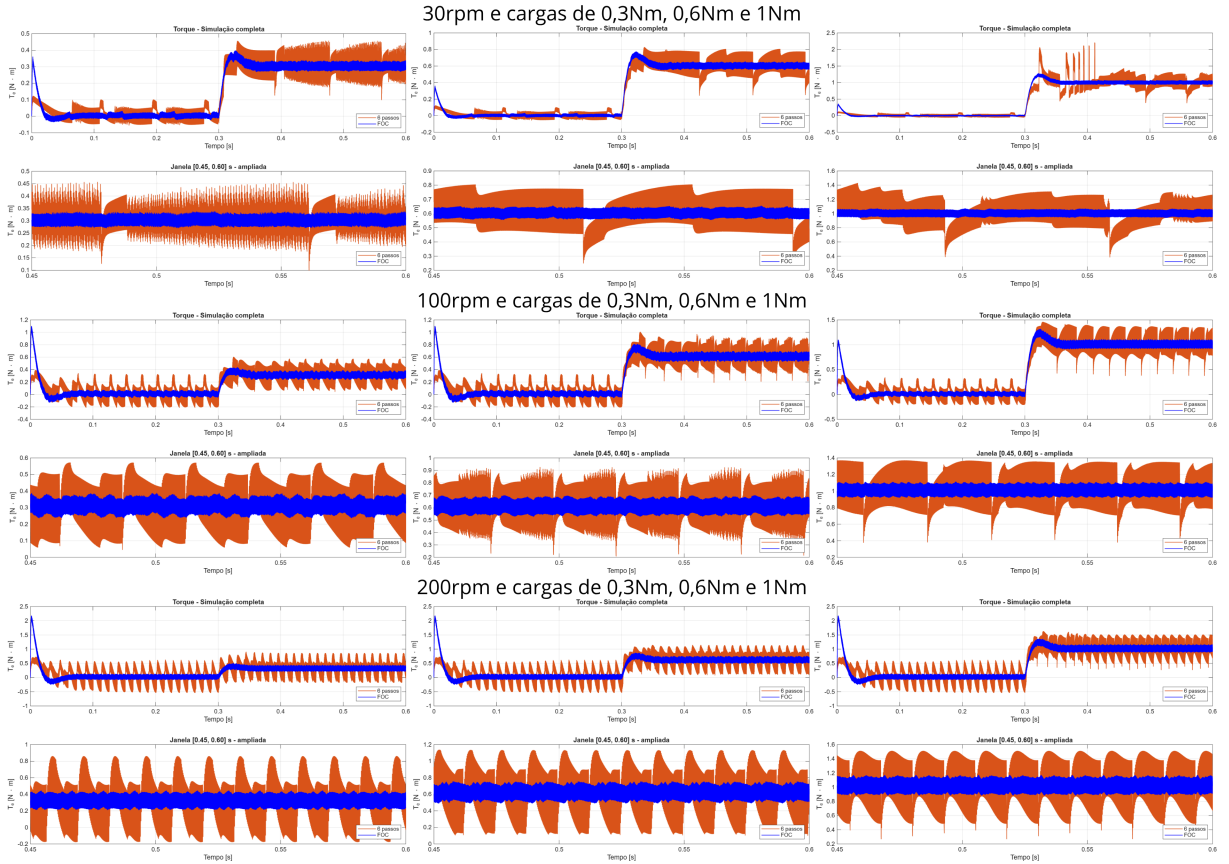
Figura 12 – Velocidade para uma carga adicionada 0,3s



Fonte: Elaborado pelo autor

A comparação da oscilação de torque entre as duas técnicas, apresentada na Figura 11 e quantificada na Tabela 2, refere-se a um único ponto de operação, a velocidade nominal de 270rpm com carga de 1N.m aplicada em 0,3. Para verificar se as conclusões obtidas nesse ponto se estendem a outras condições relevantes para a aplicação de reabilitação, o mesmo ensaio foi repetido para uma matriz de nove combinações de velocidade e carga, resultante do cruzamento de três velocidades (30, 100 e 200rpm) com três magnitudes de carga (0,3, 0,6 e 1N.m), conforme mostrado na Figura 13. Em todas as combinações testadas, o comportamento qualitativo observado na Figura 11 se repete: o FOC (azul) mantém a saída de torque confinada a uma faixa estreita em torno do valor médio, com oscilação de amplitude visivelmente inferior à da comutação em seis passos (laranja), cuja

Figura 13 – Saída de torque para velocidades de 30, 100 e 200 rpm e cargas de 0,3, 0,6 e 1 Nm



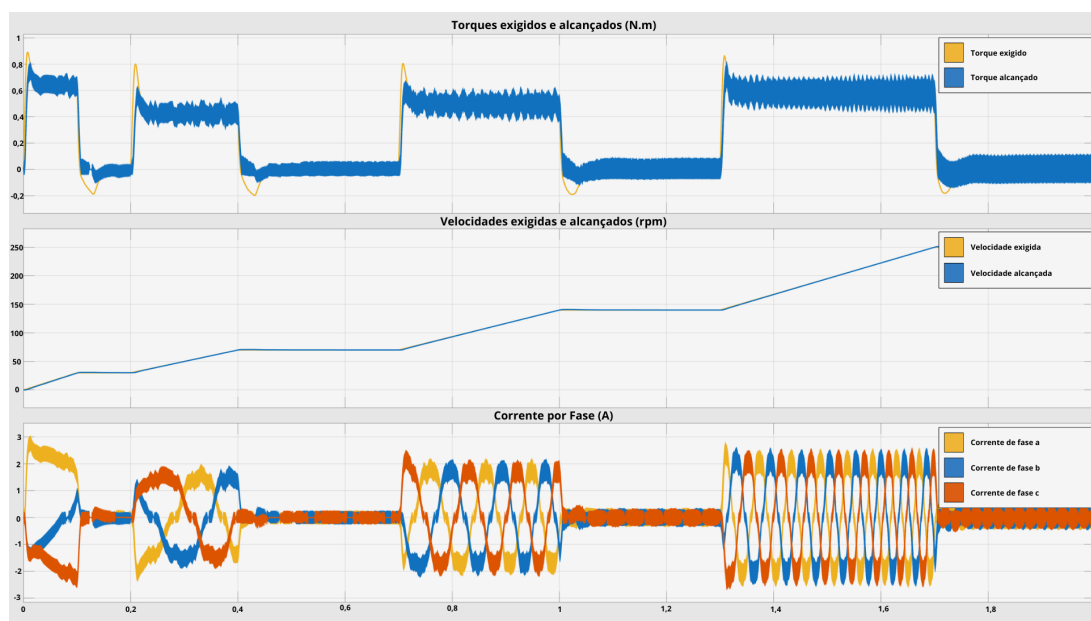
Fonte: Elaborado pelo autor

resposta apresenta ripple de amplitude mais pronunciada e picos localizados nos instantes de comutação, padrão já discutido na Seção 2.3.1.1, em praticamente todas as condições analisadas. Esse resultado indica que a vantagem do FOC em suavidade de torque não está restrita ao ponto de operação nominal quantificado na Tabela 2, mas se mantém de forma consistente ao longo de toda a faixa de velocidades e cargas testada. Esse padrão é particularmente relevante para a aplicação proposta, na qual o atuador opera predominantemente em baixa velocidade (Seção 2.3), faixa em que o ripple de torque tende a ser proporcionalmente mais perceptível em relação ao torque médio entregue ao paciente. A Figura 13 complementa, assim, a análise de rastreamento em faixa ampla de velocidade apresentada, exclusivamente para o FOC, na Figura 14.

Para além do ponto de operação único analisado nas Fig. 11 e 12 e na Tabela 2, a Figura 14 apresenta o comportamento do FOC ao longo de uma faixa mais ampla de velocidades, com o motor sendo conduzido em degraus de 30 rpm até 250 rpm dos 270 rpm nominais disponíveis. O torque de saída acompanha de perto o torque desejado em cada patamar de velocidade, e as correntes de fase mantêm a forma de onda esperada ao longo de toda a faixa, sem degradação perceptível do rastreamento à medida que a velocidade

aumenta. Esse resultado indica que o baixo ripple observado no ensaio anterior se mantém consistente ao longo de grande parte da faixa operacional do atuador, condição relevante para uma plataforma de reabilitação, que deve operar de forma confiável em diferentes velocidades de movimento conforme a atividade terapêutica realizada. Em conjunto, esses resultados apoiam a adoção do FOC como estratégia de controle de escolha para o sistema proposto, consistente com os resultados relatados na literatura.

Figura 14 – Figura superior mostra o torque de saída em azul e o torque desejado em amarelo; figura do meio mostra a velocidade medida em degraus de 30 rpm a 250 rpm dos 270 rpm disponíveis; figura inferior mostra a corrente em cada fase durante a operação.

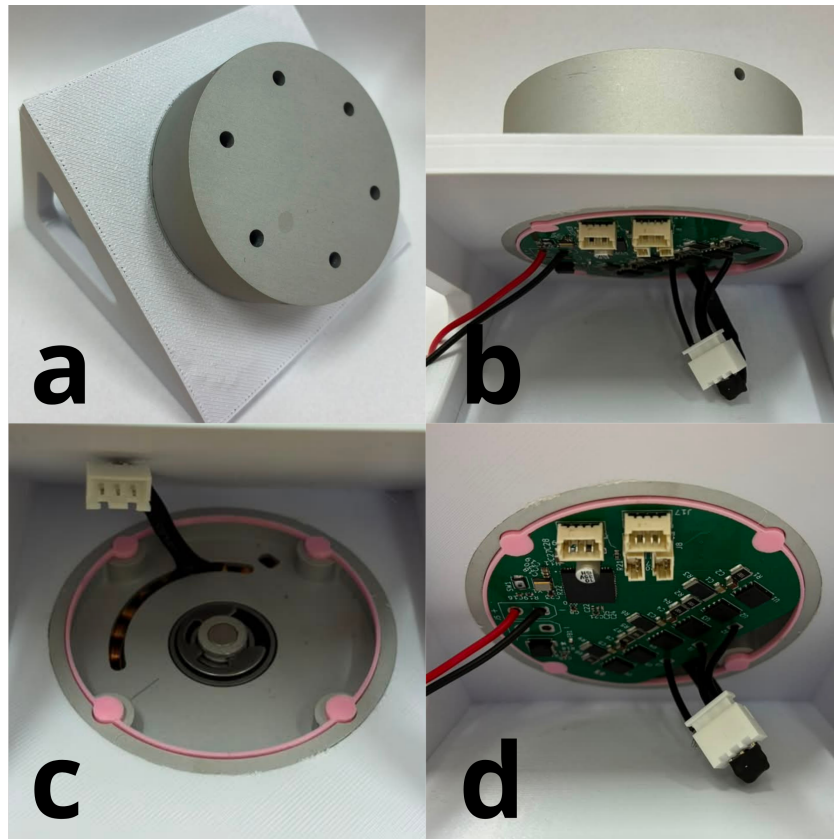


Fonte: Elaborado pelo autor

O PMSM de rotor externo personalizado resultou em um atuador compacto com diâmetro de 70 mm e altura de 30,55 mm, com massa total de 320 g. Essas dimensões confirmam a adequação da topologia outrunner para integração em uma plataforma de reabilitação, onde compacidade e baixo peso são requisitos essenciais. O motor montado é mostrado na Fig. 15, juntamente com a PCB do driver montada diretamente em sua base, demonstrando a integração mecânica alcançada pelo design.

A placa de driver de quatro camadas fabricada, mostrada na Fig. 16, integra o system-in-package STSPIN32G4, os MOSFETs de potência STL220N6F7 e a interface do encoder magnético AS5048A em um formato compacto diretamente compatível com a estrutura do motor; outros periféricos também foram adicionados, como uma EEPROM para armazenar configurações e outros parâmetros e uma interface de comunicação CAN. A separação física entre os domínios digital e de potência no layout da placa deve minimizar a interferência eletromagnética nos sinais de sensoramento de corrente e feedback de posição, que são críticos para a estabilidade da malha de corrente do FOC. A placa foi projetada para

Figura 15 – a: Vista superior do Rotor do motor PMSM; b: Vista lateral em suporte de teste; c: Vista inferior, ao centro o ímã diametral; d: Vista inferior com o Driver acoplado.

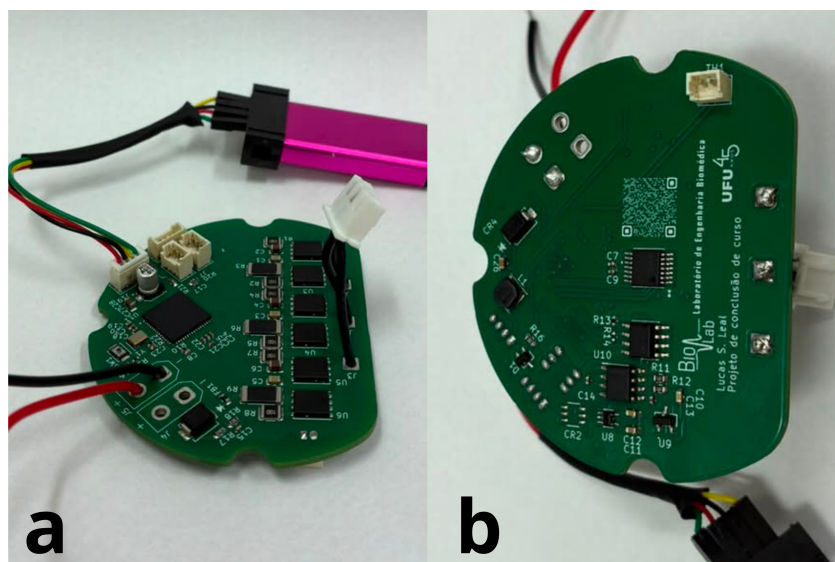


Fonte: Elaborado pelo autor

operar em tensão de alimentação nominal de 24 V, com capacidade de suportar operação de até 48 V em caso de uso com motores de até 36 V, proporcionando margem para futuras iterações que exijam maior saída de torque.

É importante reconhecer que a validação baseada em simulação conduzida na Seção 3.1, embora suficiente para caracterizar o comportamento das estratégias de controle sob parâmetros realistas do motor, não substitui a validação experimental física. Além disso, embora o FOC tenha demonstrado uma redução mensurável no ripple de torque em relação à comutação em seis passos, a relevância perceptual dessa diferença para o usuário final em um contexto de reabilitação permanece uma questão em aberto. Dadas as baixas velocidades operacionais e a complacência inerente do sistema musculoesquelético humano, o ripple de torque nos níveis produzidos por qualquer das estratégias pode ficar abaixo do limiar de significância clínica para a qualidade da reabilitação de membros superiores, uma hipótese que só pode ser confirmada por meio de ensaios com pacientes. Esses aspectos constituem direções importantes para trabalhos futuros, a serem abordados quando um protótipo totalmente funcional estiver disponível para testes físicos.

Figura 16 – a: Vista superior do Driver (Verde) com STlink (Rosa); b: Vista inferior do Driver. Ao centro o encoder AS5048, abaixo CAN Transeiver e EEPROM.



5 Conclusões e considerações finais

Este trabalho apresentou os estágios iniciais de desenvolvimento de uma plataforma de reabilitação robótica para recuperação motora de membros superiores, inspirada em sistemas de efector final como o MIT-Manus (Figura 2). O sistema proposto engloba o projeto de um PMSM de rotor externo personalizado, um driver dedicado para o motor e a implementação e avaliação de um algoritmo de Controle Orientado por Campo, constituindo o módulo atuador sobre o qual uma plataforma de reabilitação completa pode ser construída.

Os resultados de simulação demonstraram que o FOC produz menor ripple de torque do que a comutação em seis passos sob condições operacionais equivalentes, apoiando sua adoção como estratégia de controle para aplicações que exigem entrega de torque suave e precisa. O motor personalizado alcançou um fator de forma compacto de 70 mm de diâmetro e 30,55 mm de altura, com uma saída de torque médio de 1 N.m, e o driver integrou com sucesso as funções de controle, acionamento de gates e sensoramento de posição em uma única placa compacta.

A validação física do protótipo permanece como o próximo passo imediato, pois a abordagem baseada em simulação adotada aqui não captura completamente as condições operacionais do mundo real. Trabalhos futuros incluem a caracterização experimental do torque, a avaliação do desempenho em malha fechada e a integração do módulo atuador na estrutura mecânica da plataforma de reabilitação, avançando em direção a um sistema completo adequado para avaliação clínica.

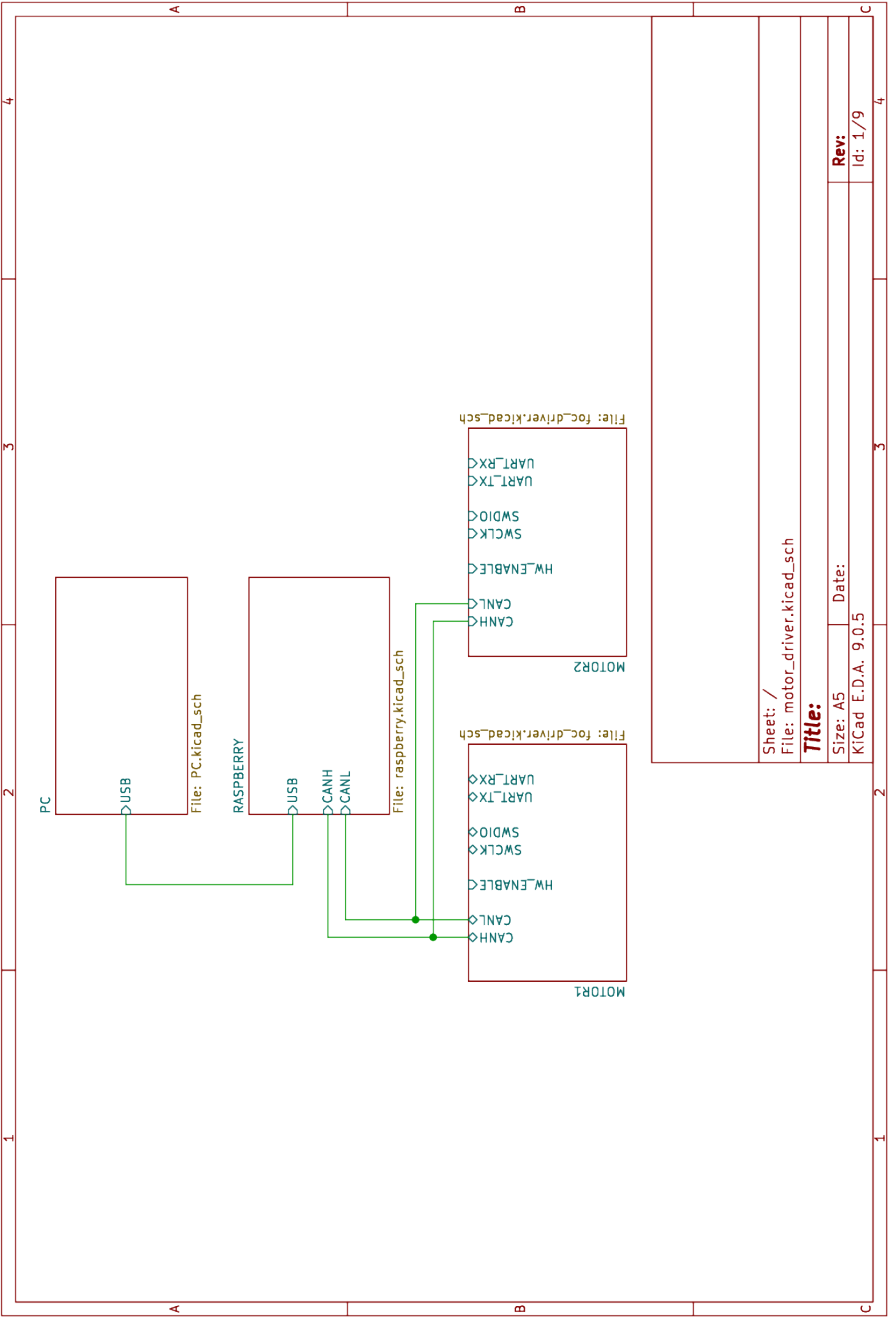
Referências

- CHAVAN, P. L.; GOWDA, D.; NAYAK, S. K. *Field Oriented Control Technique for PMSM*. India: [s.n.], 2023.
- DIAZ, F. H.; PINILLA, C. B.; CENA, C. E. G. Exploring robotic technologies for upper limb rehabilitation: Current status and future directions. *Journal of Sensor and Actuator Networks*, Madrid, Spain, 2025.
- EUROPE, T. I. *Field Orientated Control of 3-Phase AC-Motors*. 1998. Literature Number: BPRA073.
- GUATIBONZA, A. et al. Assistive robotics for upper limb physical rehabilitation: A systematic review and future prospects. *Chinese Journal of Mechanical Engineering*, Bogotá, Colombia, 2024.
- HOGAN, N. et al. *Interactive Robotic Therapist*. Estados Unidos: [s.n.], 1995. Patente US 5.466.213 A. Titular: Massachusetts Institute of Technology. Depositado em 6 jan. 1994, concedido em 14 nov. 1995.
- MATHWORKS. *Field-Oriented Control of PMSMs with Simulink*. 2020b.
- MATHWORKS. *Space Vector Modulation (SVM) for Motor Control*. 2020c.
- MATHWORKS. *Introduction to Brushless DC Motor Control*. s.d.
- NISE, N. S. *Engenharia de Sistemas de Controle*. 8. ed. Rio de Janeiro: LTC, 2023.
- ROZEVINK, S. G. et al. Effectiveness of task-specific training using assistive devices and task-specific usual care on upper limb performance after stroke: A systematic review and meta-analysis. *Disability and Rehabilitation: Assistive Technology*, Netherlands, 2023.
- STMICROELECTRONICS. *3-Phase Field Oriented Control (FOC)*. s.d. Disponível em: <<https://www.st.com/en/applications/industrial-motor-control/3-phase-field-oriented-control-foc.html>>. Acesso em: 1 set. 2026.
- ULUSOY, M.; MATHWORKS. *Understanding Field-Oriented Control*. 2020.
- WANG, Y. et al. Innovations in upper limb rehabilitation robots: A review of mechanisms, optimization, and clinical applications. *Robotics*, Hefei, China, 2025.

Anexos

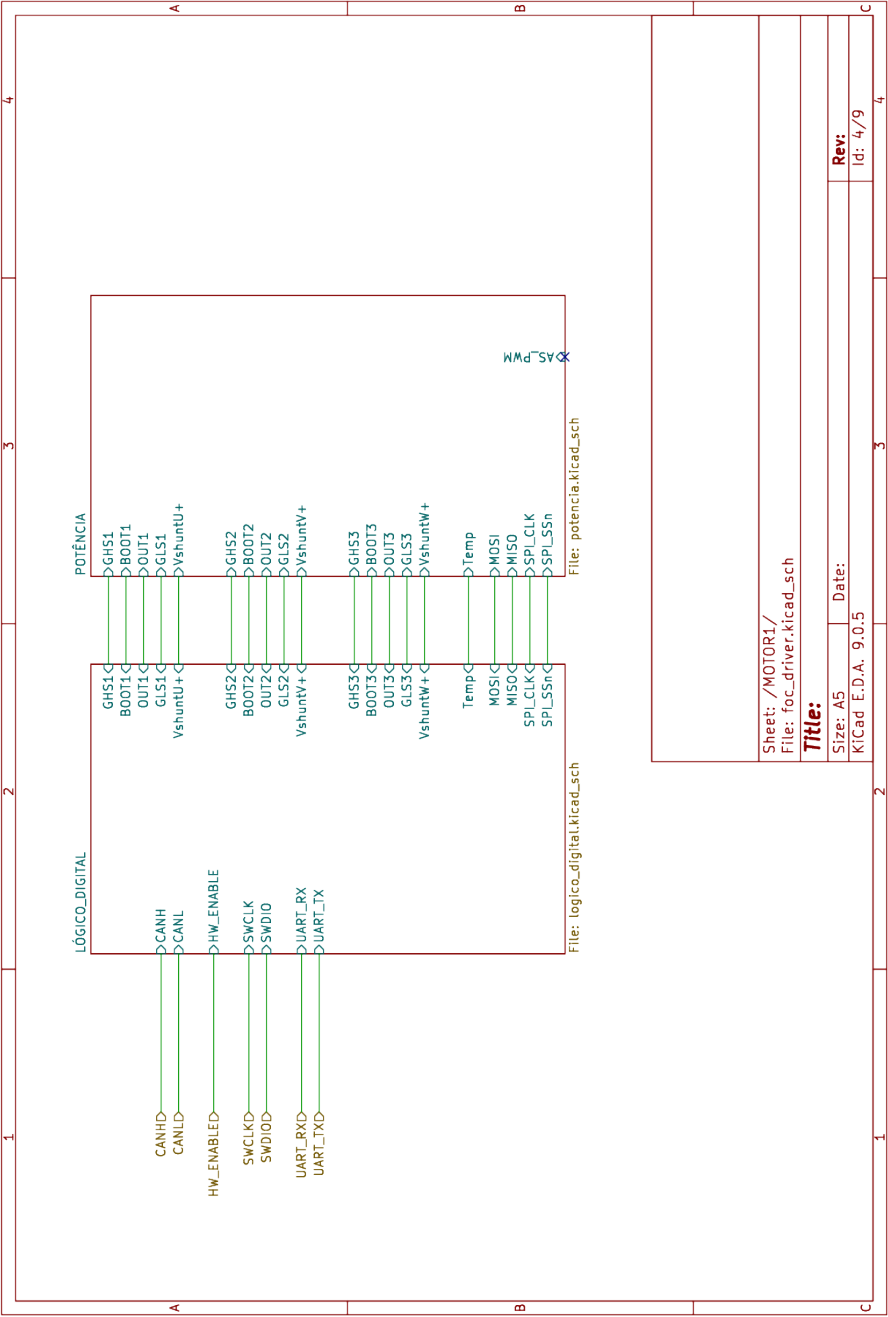
ANEXO A – Esquemáticos

Figura 17 – Diagrama de blocos do sistema, mostrando os dois drivers de motor conectados a um Raspberry Pi via barramento CAN.



Fonte: Elaborado pelo autor

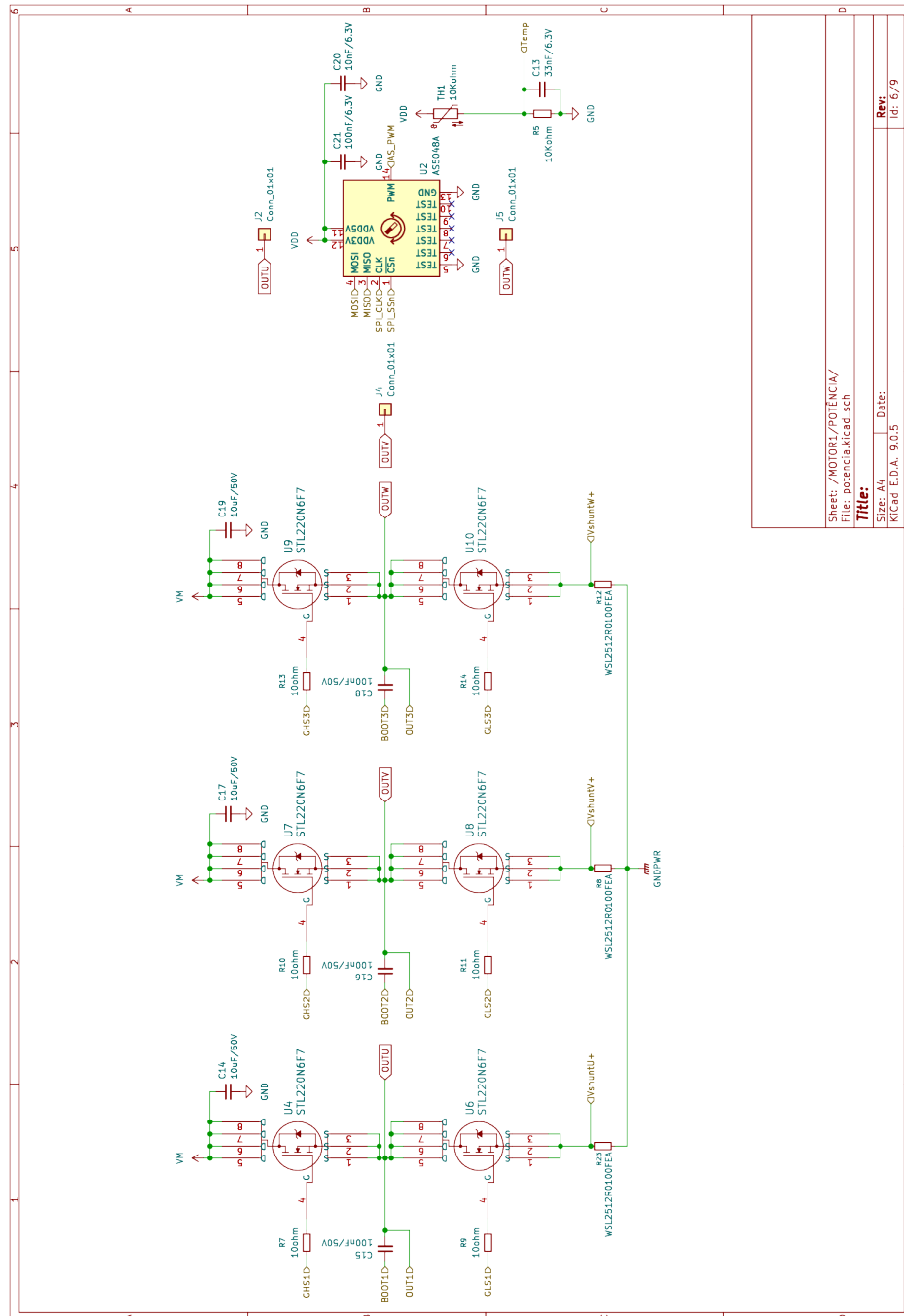
Figura 18 – Diagrama de blocos do driver do motor, com separação entre os domínios lógico/digital e de potência.



Fonte: Elaborado pelo autor

Fonte: Elaborado pelo autor

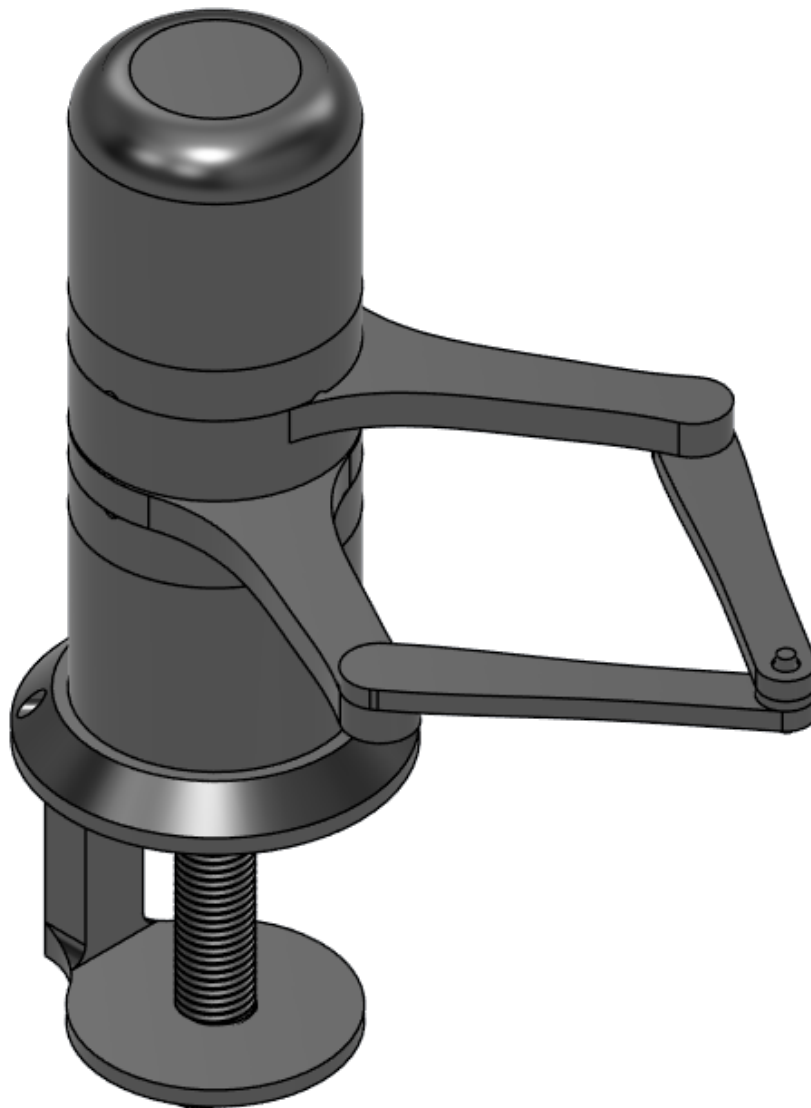
Figura 20 – Esquemático do estágio de potência do driver, com os MOSFETs do inversor trifásico, o encoder AS5048A e o sensoriamento de corrente.



Fonte: Elaborado pelo autor

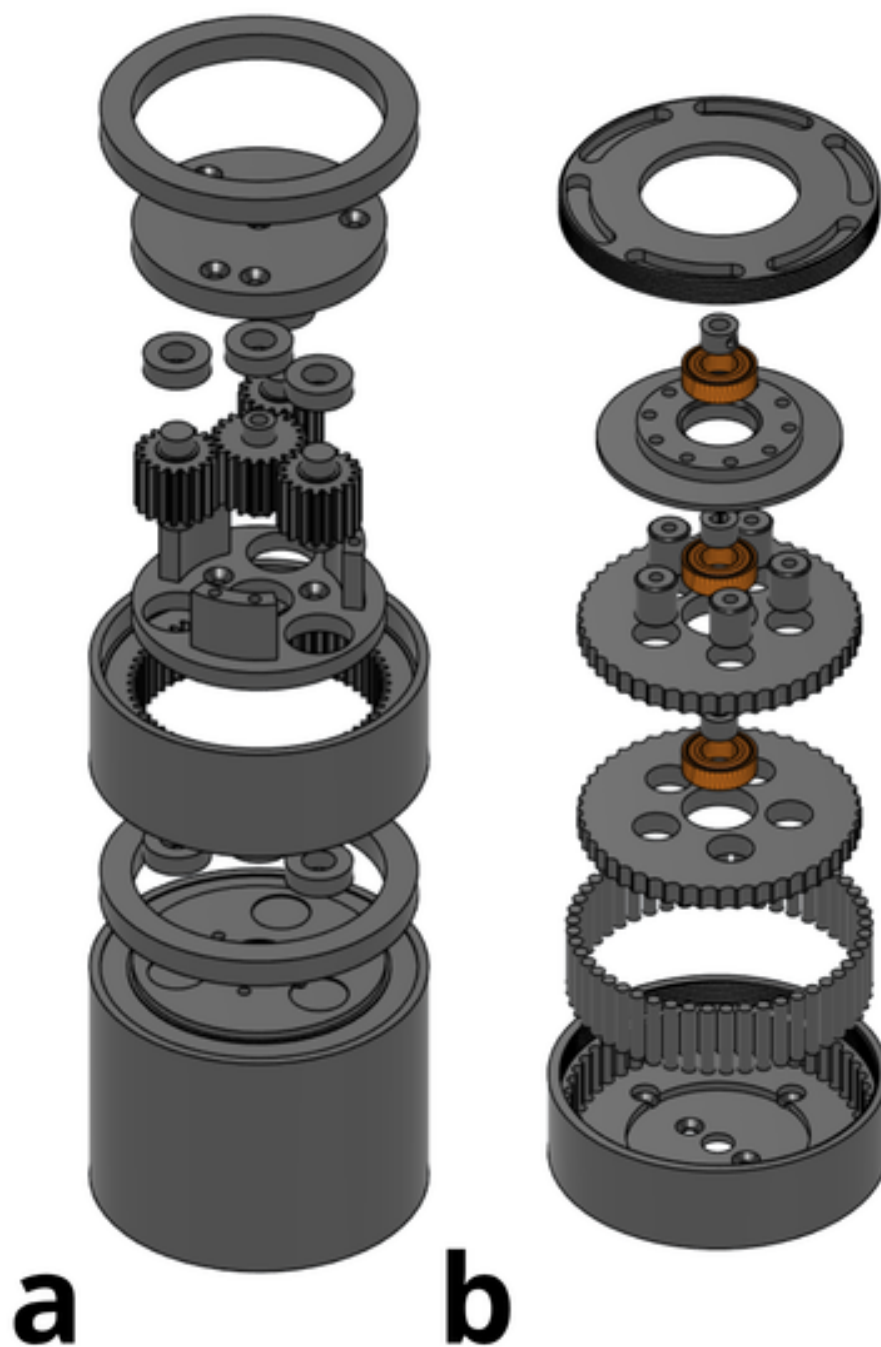
ANEXO B – Projeto de CAD da plataforma

Figura 21 – Concepção preliminar do mecanismo de efetor final (end-effector) da plataforma de reabilitação, desenvolvida na etapa exploratória do projeto.



Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 22 – Alternativas de redução por engrenagens estudadas na etapa exploratória do projeto, anteriormente à adoção do acionamento direto: a) Modelo Outrunner Planetário; b) Modelo Inrunner Cicloidal



Fonte: Elaborado pelo autor