



UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
CENTRO TECNOLÓGICO
CURSO DE GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Lucas Paiva da Silva

**Desenvolvimento e Validação Experimental de um Inversor de Tensão com
Controle Orientado a Campo para Veículos Elétricos de Competição**

Florianópolis
2025

Lucas Paiva da Silva

**Desenvolvimento e Validação Experimental de um Inversor de Tensão com
Controle Orientado a Campo para Veículos Elétricos de Competição**

Trabalho de Conclusão de Curso do Curso de Graduação em Engenharia Elétrica do Centro Tecnológico da Universidade Federal de Santa Catarina para a obtenção do título de “Bacharel em Engenharia Elétrica”.

Orientador: Prof. Gierry Waltrich, Dr.

Florianópolis

2025

Ficha catalográfica gerada por meio de sistema automatizado gerenciado pela BU/UFSC.
Dados inseridos pelo próprio autor.

Silva, Lucas Paiva da
Desenvolvimento e Validação Experimental de um Inversor
de Tensão com Controle Orientado a Campo para Veículos
Elétricos de Competição / Lucas Paiva da Silva ;
orientador, Gierri Waltrich, 2025.
109 p.

Trabalho de Conclusão de Curso (graduação) -
Universidade Federal de Santa Catarina, Centro Tecnológico,
Graduação em Engenharia Elétrica, Florianópolis, 2025.

Inclui referências.

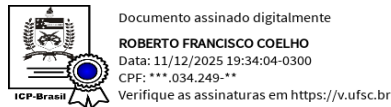
1. Engenharia Elétrica. 2. Inversor Trifásico. 3.
Eletrônica De Potência. 4. Controle. 5. Veículos elétricos.
I. Waltrich, Gierri . II. Universidade Federal de Santa
Catarina. Graduação em Engenharia Elétrica. III. Título.

Lucas Paiva da Silva

Título: Desenvolvimento e Validação Experimental de um Inversor de Tensão com Controle Orientado a Campo para Veículos Elétricos de Competição

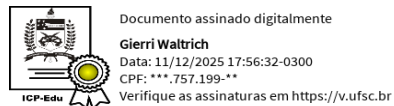
Este Trabalho Conclusão de Curso foi julgado adequado para obtenção do Título de “Bacharel em Engenharia Elétrica” e aceito, em sua forma final, pelo Curso de Graduação em Engenharia Elétrica.

Florianópolis, 11 de dezembro de 2025.

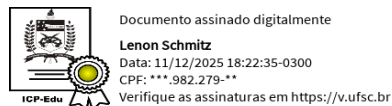


Prof. Roberto Francisco Coelho, Dr.
Coordenador do Curso de Graduação em Engenharia Elétrica

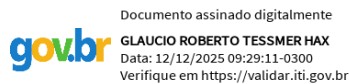
Banca Examinadora:



Prof. Gierry Waltrich, Dr.
Orientador
Universidade Federal de Santa Catarina



Prof. Lenon Schmitz, Dr.
Universidade Federal de Santa Catarina



Eng. Eletric. Gláucio Roberto Tessmer Hax, Dr.
Centro de Pesquisa e Desenvolvimento em Telecomunicações - CPqD

Aos meus pais, que com amor suportaram o sol da caminhada para me oferecerem a sombra. Ao meu avô, que fez de sua vida um exemplo e, até o último instante, me ensinou a preciosidade de viver. A toda minha família e amigos, dedico esta conquista.

AGRADECIMENTOS

Agradeço, antes de tudo, à minha família. Amo profundamente cada um de vocês e sou eternamente grato por tudo o que representaram na minha vida. Em especial, aos meus pais, João e Fernanda, que sempre me incentivaram, acreditaram em mim e me permitiram alcançar lugares que eu apenas sonhava em pertencer. À minha irmã, Luana, que esteve ao meu lado em todas as fases. À minha avó Sônia e ao meu querido avô, que nos deixou durante os dois anos de desenvolvimento deste projeto e cuja memória levo comigo todos os dias. Agradeço também à minha tia Fabiana, ao meu tio Jonas e ao meu primo Gabriel. Estendo minha gratidão à minha família “não sanguínea”, meus padrinhos e tantos tios e tias do coração, que sempre me acolheram como um dos seus.

Agradeço a todos os meus amigos: os que me acompanham desde a infância, os que conheci nos inesquecíveis anos no IFSC, os que encontrei na universidade e aqueles que a vida foi colocando no meu caminho. Em especial aos amigos que, ao lerem estas linhas, saberão que me refiro diretamente a eles. Obrigado por todo o apoio, paciência, incentivo e presença nos momentos mais difíceis e mais importantes.

Agradeço aos meus professores, de todas as etapas da minha formação, que me proporcionaram a base e as oportunidades necessárias para que eu chegasse até aqui. Também agradeço a todas as pessoas com quem tive o privilégio de trabalhar em laboratórios, iniciações científicas, projetos e experiências que moldaram minha trajetória.

Expresso minha profunda gratidão ao Laboratório de Eletrônica de Potência da UFSC (INEP) e a todos os profissionais que o tornam um ambiente tão inspirador. Em especial, ao professor Gierrri, pela oportunidade de ingresso no laboratório, pela confiança depositada e por viabilizar o desenvolvimento deste trabalho.

Agradeço de forma muito especial à equipe Ampera Racing, da qual tive a honra de fazer parte por anos e cuja jornada culmina neste projeto. A todos os amigos e colegas que contribuíram direta ou indiretamente, especialmente no desenvolvimento dos sistemas mecânicos e de arrefecimento, deixo meu sincero obrigado. Estendo também meus agradecimentos às demais equipes de Fórmula SAE/Fórmula Student que compartilharam relatórios de projeto e materiais técnicos, os quais foram importantes referências e fonte de inspiração para o desenvolvimento deste trabalho.

Sou profundamente grato às empresas que tornaram este projeto possível, fornecendo componentes, equipamentos e suporte técnico: Typhoon HIL, Infineon e Hércules Motores Elétricos. Estendo meus agradecimentos também às demais empresas patrocinadoras da equipe.

Ainda sobre a Typhoon HIL, registro aqui minha imensa gratidão pelo suporte constante e pela oportunidade de ter estagiado em um ambiente tão estimulante e acolhedor. Agradeço especialmente ao Marcos e ao Ivan, que foram verdadeiros mentores e confiaram no meu potencial.

Por fim, reconheço que nada do que construí até aqui foi alcançado sozinho. Este trabalho é fruto do apoio, da generosidade e do conhecimento compartilhado por todas as pessoas que fizeram parte da minha jornada. Se hoje chego a este ponto, é porque tive o privilégio de caminhar apoiado por pessoas muito maiores do que eu, e isso é algo pelo qual serei eternamente grato.

*“Nunca estou realmente satisfeita em entender alguma coisa;
pois, por mais bem que eu compreenda, minha compreensão
não passa de uma fração infinitesimal de tudo o que eu quero entender.”*
(Ada Lovelace, c. 1841)

RESUMO

Este trabalho apresenta o desenvolvimento e a validação experimental de um inversor de tensão trifásico com controle orientado a campo (*Field-Oriented Control*, FOC) e modulação por vetor espacial (*Space Vector Modulation*, SVM), destinado ao sistema de tração de um veículo elétrico de competição da Formula SAE. O objetivo é disponibilizar para a equipe um inversor próprio, de custo compatível com o contexto estudantil, capaz de acionar uma máquina de indução trifásica a partir de um barramento em torno de 144 V, com frenagem regenerativa e integração direta com os sistemas de alta tensão e telemetria do veículo por meio de barramento *Controller Area Network* (CAN). O método adotado combina o levantamento de requisitos elétricos, térmicos e regulatórios com o projeto do estágio de potência baseado em módulos *Insulated Gate Bipolar Transistor* (IGBT), barramento CC e sistema de arrefecimento ativo, além do desenvolvimento de uma plataforma de controle modular baseada no microcontrolador TMS320F28069M e em *firmware* derivado da infraestrutura InstaSPIN-FOC. A validação segue a mesma estrutura do trabalho: inicialmente são realizados ensaios em bancada em baixa potência, que permitem verificar a integridade funcional das placas, refinar o condicionamento dos sinais de realimentação, mitigar problemas de interferência eletromagnética (*Electromagnetic Interference*, EMI) e comprovar a estabilidade do controle em malha fechada; em seguida, o sistema é testado em veículo, incluindo a participação na Fórmula SAE Brasil 2024, na qual o inversor opera de forma confiável, viabiliza um novo recorde interno na prova de Enduro (quatro voltas com consumo de aproximadamente 0,638 kWh) e contribui para que a equipe obtenha a maior pontuação na categoria de *powertrain* do evento de *Design*; por fim, são apresentados resultados adicionais com o protótipo 2025, que demonstram aceleração de 0–50 km/h em cerca de 2,7 s, potência de pico em torno de 17 kW, frenagem regenerativa com aproximadamente 5 kW e operação térmica segura em aproximadamente 18,5 km de testes em pista, com temperatura interna do inversor amplamente abaixo dos limites de projeto. Em paralelo, uma plataforma de *Hardware-in-the-Loop* (HIL) suporta a calibração do controle de corrente e de velocidade, a avaliação de cenários de falha e a exploração de pontos de operação que seriam difíceis ou arriscados de reproduzir fisicamente. Esses resultados indicam que o inversor desenvolvido é robusto, eficiente e adequado a aplicações de tração elétrica de alta demanda, constituindo uma base sólida para futuras evoluções do trem de força da equipe.

Palavras-chave: Inversor de tração. Veículo elétrico de competição. Controle orientado a campo. Modulação por vetor espacial. *Hardware-in-the-Loop*.

ABSTRACT

This work presents the development and experimental validation of a three-phase voltage source inverter with field-oriented control (FOC) and space vector modulation (SVM), intended for the traction system of a Formula SAE electric race vehicle. The objective is to provide the team with an in-house inverter, with a cost compatible with the student context, capable of driving a three-phase induction machine from a DC bus around 144 V, with regenerative braking and direct integration with the vehicle high-voltage and telemetry systems via a CAN bus. The adopted method combines the definition of electrical, thermal and regulatory requirements with the design of the power stage based on IGBT modules, DC bus and active cooling system, as well as the development of a modular control platform based on the TMS320F28069M microcontroller and *firmware* derived from the InstaSPIN-FOC infrastructure. Validation follows the same structure as the work: first, low-power bench tests are carried out, which verify the functional integrity of the boards, refine feedback signal conditioning, mitigate EMI issues and demonstrate the stability of closed-loop control; then, the system is tested in the vehicle, including participation in Formula SAE Brazil 2024, in which the inverter operates reliably, enables a new internal record in the Endurance event (four laps with consumption of approximately 0.638 kWh) and contributes to the team achieving the highest score in the powertrain category of the Design event; finally, additional results are presented with the 2025 prototype, which demonstrate 0–50 km/h acceleration in about 2.7 s, peak power around 17 kW, regenerative braking of approximately 5 kW and safe thermal operation over approximately 18.5 km of on-track testing, with inverter internal temperature well below the design limits. In parallel, a Hardware-in-the-Loop (HIL) platform supports the calibration of current and speed control, the evaluation of fault scenarios and the exploration of operating points that would be difficult or risky to reproduce physically. These results indicate that the developed inverter is robust, efficient and suitable for high-demand electric traction applications, providing a solid basis for future evolutions of the team's powertrain.

Keywords: Traction inverter. Electric race vehicle. Field-oriented control. Space vector modulation. Hardware-in-the-Loop.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Protótipo de veículo elétrico da equipe Ampera Racing.	27
Figura 2 – Diagrama de blocos simplificado de um <i>powertrain</i> elétrico automotivo.	36
Figura 3 – Curvas típicas de torque (esquerda) e potência (direita) em função da velocidade para um acionamento de máquina de indução trifásica com inversor.	38
Figura 4 – Circuito equivalente por fase de uma máquina de indução trifásica referida ao estator, em regime permanente.	40
Figura 5 – Diagrama de blocos de uma aplicação de controle vetorial orientado a campo (<i>sensorless</i>) baseada na biblioteca InstaSPIN-FOC.	42
Figura 6 – Representação do espaço de vetores de tensão de um inversor trifásico de dois níveis no plano $\alpha\beta$	45
Figura 7 – Exemplo de esquemático de um inversor trifásico de dois níveis. Na figura, as chaves de cada ramo são rotuladas como <i>S1</i> (superior) e <i>S2</i> (inferior).	48
Figura 8 – Exemplo de configuração de <i>controller hardware-in-the-loop</i> (C-HIL) utilizando um simulador Typhoon HIL404 e uma placa de interface para microcontrolador.	53
Figura 9 – Componentes principais do estágio de potência.	65
Figura 10 – Montagem parcial do estágio de potência do inversor (segunda geração).	68
Figura 11 – Diagrama de blocos da arquitetura do inversor.	69
Figura 12 – <i>Control Board</i>	70
Figura 13 – <i>Driver Board</i>	71
Figura 14 – Vista do <i>layout</i> da <i>Driver Board</i> no Altium	75
Figura 15 – Aplicativo de telemetria e parametrização desenvolvido para iOS.	82
Figura 16 – Modelo tridimensional do inversor de tração desenvolvido neste trabalho.	83
Figura 17 – Comparação entre as duas gerações do inversor. À esquerda, G1 e, à direita, G2. Em ambas as imagens, o inversor está parcialmente montado.	83
Figura 18 – Esquema simplificado da configuração de testes em HIL.	86
Figura 19 – Configuração de validação inicial em bancada.	87
Figura 20 – Arranjo de ensaio com carga, com o motor de tração acoplado a um segundo motor e banco de cargas resistivas.	88
Figura 21 – Tensão de linha entre as fases B e C e corrente da fase B em ensaio de bancada (155 V no barramento, 40 A em CC, 2100 rpm).	89
Figura 22 – Dados da prova de Enduro na Fórmula SAE Brasil 2024 (energia total consumida de aproximadamente 0,638 kWh em quatro voltas).	90
Figura 23 – Desempenho do inversor em evento de aceleração com o protótipo 2025 (potência, velocidade do veículo e torque do motor).	91

Figura 24 – Evolução da temperatura interna do inversor ao longo de três eventos de aceleração (protótipo 2025).	92
Figura 25 – Evento de falha em frenagem regenerativa	94
Figura 26 – Placas montadas no interior do inversor.	96

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Distribuição típica de pontos na Fórmula SAE.	29
Tabela 2 – Espaçamentos mínimos entre áreas/trilhas de TS e GLV em PCBs, quando ambos estão na mesma placa de circuito impresso.	63
Tabela 3 – Requisitos principais do sistema de tração e do inversor.	64
Tabela 4 – Condições adotadas para a simulação térmica dos módulos IGBT. . . .	67
Tabela 5 – Mensagens CAN utilizadas pelo inversor de tração	81
Tabela 6 – Resumo de métricas de desempenho obtidas em testes em veículo . . .	93

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

AC	<i>Alternating Current</i> (corrente alternada)
ACIM	<i>AC Induction Motor</i> (motor de indução trifásico)
ADC	<i>Analog-to-Digital Converter</i> (conversor analógico-digital)
AIRs	<i>Accumulator Isolation Relays</i> (relés de isolamento do acumulador)
BMS	<i>Battery Management System</i> (sistema de gerenciamento de baterias)
BOTS	<i>Brake Over-Travel Switch</i> (sensor de sobrecurso do pedal de freio)
CAN	<i>Controller Area Network</i> (rede de comunicação veicular)
CHIL	<i>Controller Hardware-in-the-Loop</i> (simulação em tempo real com controlador em malha de realimentação)
CPU	<i>Central Processing Unit</i> (unidade central de processamento)
DC	<i>Direct Current</i> (corrente contínua)
ECU	<i>Electronic Control Unit</i> (unidade de controle eletrônico veicular)
EMI	<i>Electromagnetic Interference</i> (interferência eletromagnética)
FAST	<i>Flux, Angle, Speed and Torque</i> (estimador da biblioteca InstaSPIN)
FOC	<i>Field-Oriented Control</i> (controle vetorial orientado a campo)
FSAE	<i>Formula SAE</i> (competição estudantil de veículos)
GLV	<i>Grounded Low Voltage</i> (sistema de baixa tensão referenciado ao chassi)
HIL	<i>Hardware-in-the-Loop</i> (simulação em tempo real com <i>hardware</i> no elo de realimentação)
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i> (transistor bipolar de porta isolada)
IMD	<i>Insulation Monitoring Device</i> (dispositivo de monitoramento de isolamento)
LDO	<i>Low-Dropout Regulator</i> (regulador linear de baixa queda de tensão)
MiL	<i>Model-in-the-Loop</i> (simulação em malha com modelo em <i>software</i>)
MOSFET	<i>Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor</i> (transistor de efeito de campo metal-óxido-semicondutor)
NTC	<i>Negative Temperature Coefficient</i> (termistor de coeficiente de temperatura negativo)
PCB	<i>Printed Circuit Board</i> (placa de circuito impresso)
PHIL	<i>Power Hardware-in-the-Loop</i> (simulação em tempo real com potência em <i>hardware</i>)
PI	<i>Proportional-Integral</i> (controlador proporcional-integral)
PID	<i>Proportional-Integral-Derivative</i> (controlador proporcional-integral-derivativo)
PWM	<i>Pulse-Width Modulation</i> (modulação por largura de pulso)
RMS	<i>Root Mean Square</i> (valor eficaz)
SiL	<i>Software-in-the-Loop</i> (simulação em malha com <i>software</i> no elo de realimentação)

SVM	<i>Space Vector Modulation</i> (modulação por vetor espacial)
SVPWM	<i>Space Vector Pulse-Width Modulation</i> (modulação por largura de pulso por vetor espacial)
TI	<i>Texas Instruments</i> (fabricante de semicondutores)
TS	<i>Tractive System</i> (sistema de tração de alta tensão)
TSMS	<i>Tractive System Master Switch</i> (interruptor mestre do sistema de tração)
VSI	<i>Voltage Source Inverter</i> (inversor de tensão)

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	25
1.1	CONTEXTUALIZAÇÃO	26
1.2	MOTIVAÇÃO	27
1.3	FÓRMULA SAE E ESTRUTURA DA COMPETIÇÃO	29
1.4	OBJETIVO GERAL	30
1.5	OBJETIVOS ESPECÍFICOS	31
1.6	METODOLOGIA	32
2	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA E REVISÃO DO ESTADO DA ARTE	35
2.1	SISTEMAS DE TRAÇÃO ELÉTRICA EM VEÍCULOS ELÉTRICOS	35
2.1.1	Visão geral do powertrain elétrico	35
2.1.2	Arquiteturas típicas de tração elétrica	36
2.2	MÁQUINAS DE INDUÇÃO TRIFÁSICAS PARA TRAÇÃO ELÉTRICA	37
2.2.1	Princípios de funcionamento e características para tração	37
2.2.2	Modelagem em referencial estacionário e síncrono	38
2.3	CONTROLE VETORIAL ORIENTADO A CAMPO (FOC)	40
2.3.1	Transformadas de Clarke e Park	40
2.3.2	Desacoplamento de fluxo e torque	41
2.3.3	Estrutura de controle em malhas de corrente e velocidade	42
2.3.4	Operação em enfraquecimento de campo	43
2.4	MODULAÇÃO POR VETOR ESPACIAL (SVM)	44
2.4.1	Espaço de vetores de tensão e setores	44
2.4.2	Cálculo dos tempos de comutação	45
2.4.3	Relação com modulação senoidal	46
2.5	INVERSORES DE TENSÃO TRIFÁSICOS	47
2.5.1	Topologia de inversor de tensão trifásico de dois níveis	48
2.5.2	Estados de comutação e tensões de saída	49
2.6	ESTIMAÇÃO DE GRANDEZAS E OPERAÇÃO <i>SENSORLESS</i>	50
2.7	SIMULAÇÃO EM TEMPO REAL E <i>HARDWARE-IN-THE-LOOP</i> (HIL)	51
2.7.1	Conceitos gerais de simulação HIL	51
2.7.2	Aplicação de HIL em acionamentos de tração elétrica	52
2.7.3	Plataforma de simulação em tempo real utilizada	53
2.8	TRABALHOS RELACIONADOS	53
3	DESENVOLVIMENTO DO INVERSOR DE TRAÇÃO	57
3.1	ESPECIFICAÇÕES E REQUISITOS DO SISTEMA	57
3.1.1	Especificações da máquina de tração	57
3.1.2	Requisitos do acumulador e do inversor	58
3.1.3	Requisitos de controle e modos de operação	59

3.1.4	Requisitos de comunicação e integração	60
3.1.5	Condições ambientais e requisitos térmicos	61
3.1.6	Requisitos regulatórios da Formula SAE aplicados ao inversor	61
3.1.6.1	Limites de tensão e potência do sistema de tração	61
3.1.6.2	Separação entre sistema de tração e sistema de baixa tensão	61
3.1.6.3	Circuito de desligamento e descarregamento do sistema de tração	62
3.1.6.4	Proteções, medições e layout de alta tensão	63
3.1.7	Resumo dos requisitos principais	64
3.2	ESTÁGIO DE POTÊNCIA	64
3.2.1	Topologia e módulo de potência	64
3.2.2	Capacitor do elo CC e sistema de descarga	65
3.2.3	Sistema de arrefecimento e integração mecânica	66
3.3	ELETRÔNICA DE CONTROLE E CIRCUITOS DE ACIONAMENTO	68
3.3.1	Plataforma de controle e arquitetura geral	68
3.3.2	Sensoriamento e condicionamento de sinais	72
3.3.2.1	Correntes de fase	72
3.3.2.2	Tensões de fase e de barramento	72
3.3.2.3	Temperatura	72
3.3.3	Drivers de gate e isolamento galvânica	73
3.3.3.1	Drivers de gate e fontes isoladas	73
3.3.3.2	Isolação entre TS e GLV	74
3.3.4	Fontes de alimentação e distribuição em baixa tensão	74
3.4	PROJETO DAS PLACAS DE CIRCUITO IMPRESSO	75
3.5	FIRMWARE E ARQUITETURA DE SOFTWARE	76
3.5.1	Estrutura geral do firmware	76
3.5.2	Laço de controle em tempo real	77
3.5.3	Tarefas em <i>background</i> e agendamento em baixa frequência	78
3.5.4	Interface com o veículo via barramento CAN	79
3.5.5	Mecanismos de proteção e monitoramento	80
3.6	SISTEMA DE TELEMETRIA E AQUISIÇÃO DE DADOS	81
3.7	VISÃO GERAL DO CONJUNTO DO INVERSOR	82
4	RESULTADOS EXPERIMENTAIS E VALIDAÇÃO	85
4.1	VISÃO GERAL DA METODOLOGIA DE VALIDAÇÃO	85
4.2	VALIDAÇÃO EM HARDWARE-IN-THE-LOOP (HIL)	86
4.3	VALIDAÇÃO INICIAL EM BANCADA	87
4.4	ENSAIOS EM VEÍCULO	89
4.4.1	Shakedown e temporada Fórmula SAE Brasil 2024	89
4.4.2	Validação ampliada com o protótipo 2025	91
4.4.2.1	Estudo de caso: evento de falha em frenagem regenerativa	93

5	CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS	95
5.1	TRABALHOS FUTUROS	97
	REFERÊNCIAS	99
	Anexo A – Esquemático da DriverBoard	103
	Anexo B – Esquemático da ControlBoard	108

1 INTRODUÇÃO

Nas últimas décadas, os veículos elétricos passaram a ocupar um espaço relevante no cenário automotivo. A preocupação com emissões de gases de efeito estufa, a busca por alternativas aos combustíveis fósseis e o avanço de tecnologias de armazenamento de energia impulsionam a adoção desses sistemas (International Energy Agency, 2025). Nesse contexto, a eletrônica de potência e os sistemas de acionamento elétrico assumem papel central, pois viabilizam a conversão eficiente, segura e confiável da energia armazenada nas baterias em movimento. Entre os diversos componentes envolvidos, o inversor de frequência trifásico se destaca como elemento chave do *powertrain* elétrico, ao realizar a conversão da energia em corrente contínua do banco de baterias em tensões e correntes alternadas adequadas ao acionamento da máquina de tração.

Competições estudantis como a Formula Student têm impacto significativo na formação de novos engenheiros, ao colocá-los diante de desafios reais de projeto, integração e validação de sistemas complexos, semelhantes aos enfrentados na indústria (Bischof et al., 2009). As equipes precisam conceber, projetar e construir protótipos de veículos de alto desempenho a partir do zero, lidando com restrições de tempo, orçamento, segurança e regulamentos técnicos. No caso das equipes elétricas, o sistema de tração deve atender a requisitos específicos de potência, isolamento, monitoramento e desligamento seguro, definidos por um conjunto rigoroso de regras da competição.

Desenvolver um inversor de tração dedicado a um veículo de Formula Student constitui um desafio multidisciplinar que envolve o dimensionamento de dispositivos de potência, o projeto de placas de controle e de *gate drive*, a definição de técnicas de sensoriamento, a implementação de estratégias de proteção e a integração com o restante do veículo. Além de atender às especificações de potência e desempenho dinâmico, o sistema precisa ser robusto para suportar ciclos térmicos intensos, vibrações, variações bruscas de carga e situações de falha tanto em testes de bancada quanto em uso em pista.

Nesse cenário, o controle vetorial orientado a campo (*Field-Oriented Control* – FOC), combinado com a modulação por vetor espacial (*Space Vector Modulation* – SVM), consolidou-se como uma das abordagens mais utilizadas para o acionamento de máquinas elétricas em aplicações de tração (Yousef; Abdelmaksoud, 2015). Essas técnicas permitem explorar de forma eficiente a capacidade da máquina e do inversor, proporcionando controle preciso de torque e fluxo, boa resposta transitória e maior aproveitamento da tensão disponível no barramento. Em aplicações automotivas e de competição, nas quais espaço, peso e eficiência global do sistema impactam diretamente o desempenho em pista, a adoção de estratégias de controle avançadas torna-se um diferencial de projeto.

Diante desse contexto, este trabalho apresenta o desenvolvimento e a validação experimental de um inversor de tensão trifásico com controle vetorial orientado a campo, projetado para aplicação em um veículo elétrico de Formula Student. O projeto abrange

desde a definição de requisitos e a revisão dos conceitos fundamentais até o projeto dos estágios de potência e controle, a implementação do *firmware* e a realização de ensaios em simulação em tempo real, em bancada e no próprio veículo.

1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO

O desenvolvimento de sistemas de tração elétrica em ambiente acadêmico não ocorre de forma isolada, mas inserido em um contexto mais amplo de formação de engenheiros e de aproximação com desafios reais da indústria. Na Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC), o curso de Engenharia Elétrica conta com atividades de ensino, pesquisa e extensão voltadas à eletrônica de potência, acionamento de máquinas elétricas e sistemas automotivos, criando um ambiente propício para projetos que envolvem desde o projeto de *hardware* até a implementação de algoritmos de controle em sistemas embarcados.

Dentro desse cenário, as equipes de competição estudantil desempenham um papel complementar importante, ao oferecer uma oportunidade concreta de aplicar conceitos teóricos em projetos de engenharia de maior porte. Na UFSC, a equipe de Ampera Racing dedica-se ao desenvolvimento de protótipos de veículos elétricos de alto desempenho para competir na categoria Formula Student Electric (conhecida no Brasil como FSAE Elétrico). A Figura 1 ilustra um dos protótipos da equipe, no qual o *powertrain* elétrico é um dos subsistemas centrais do veículo.

O inversor de tração, em particular, ocupa uma posição estratégica nesse conjunto. Ele é responsável por intermediar a energia fornecida pelo sistema de baterias em corrente contínua e as correntes alternadas trifásicas que alimentam a máquina, ao mesmo tempo em que implementa as estratégias de controle de torque e velocidade definidas pela lógica de comando do veículo.

Equipes de Formula Student Electric tendem a optar por utilizar inversores comerciais, o que reduz o esforço de desenvolvimento, mas limita a possibilidade de personalização e o aprendizado associado ao projeto detalhado de um sistema de potência automotivo. Além disso, inversores automotivos de tração tendem a ter custo elevado, o que representa uma parcela significativa do orçamento de uma equipe estudantil. No caso da Ampera Racing, o desenvolvimento próprio do inversor surgiu como alternativa tanto para ampliar o domínio técnico sobre o subsistema quanto para viabilizar uma solução mais alinhada às necessidades do veículo, aproveitando a possibilidade de obtenção de componentes e equipamentos de teste por meio de parcerias e patrocínios com empresas da área de eletrônica de potência e semicondutores.

A partir dessa decisão, foram desenvolvidas, pelo autor deste trabalho, duas gerações de inversores de tração para o veículo elétrico de competição da equipe. Embora apresentem diferenças em termos de integração mecânica, robustez e refinamentos de proteção e confiabilidade, ambas as gerações compartilham a mesma base elétrica e de controle: uma topologia de inversor de tensão trifásico acionando uma máquina de indução,

Figura 1 – Protótipo de veículo elétrico da equipe Ampera Racing.



Fonte: Acervo da equipe Ampera Racing.

com sensoriamento dedicado de correntes e tensões e a implementação de estratégias de controle baseadas em controle vetorial orientado a campo (FOC) e modulação por vetor espacial (SVM). Assim, mais do que projetos independentes, as duas iterações podem ser entendidas como etapas de um único esforço contínuo de desenvolvimento do *powertrain* elétrico da Ampera Racing.

1.2 MOTIVAÇÃO

A motivação para o desenvolvimento de um inversor de tração próprio surgiu da experiência prática da equipe com soluções comerciais de menor custo. Dentro das restrições orçamentárias típicas de uma equipe estudantil, o inversor anteriormente adotado foi escolhido como opção viável para viabilizar o veículo elétrico na competição. Contudo, ao

longo de duas temporadas, o equipamento mostrou-se pouco confiável, com queima de unidades em momentos críticos, comprometendo o cronograma de testes e a participação em eventos. Além disso, a faixa de tensão suportada, a forma de parametrização e problemas recorrentes na interface com *encoders* limitaram o aproveitamento do banco de baterias e a implementação das estratégias de controle desejadas, dificultando o uso de curvas de aceleração mais agressivas e modos de operação mais refinados.

Inversores de tração automotivos com maior robustez, flexibilidade de configuração e suporte técnico adequado tendem a ter custo elevado, muitas vezes incompatível com o orçamento anual de uma equipe de Formula Student Electric. A opção por modelos mais acessíveis trouxe, na prática, as limitações técnicas e de confiabilidade observadas. Diante desse cenário, o desenvolvimento de um inversor próprio apareceu como alternativa para contornar o compromisso entre custo e desempenho imposto pelo mercado, permitindo uma solução mais alinhada ao perfil do veículo e às necessidades específicas da Ampera Racing, especialmente com o apoio de patrocínios para obtenção de componentes e equipamentos de teste.

Além dos aspectos técnicos e econômicos, houve também uma motivação estratégica e formativa. A adoção de um inversor de tração projetado internamente permite posicionar a Ampera Racing entre as poucas equipes brasileiras a empregar uma solução de *powertrain* desenvolvida *in-house* em um veículo de competição elétrico, com impacto direto nas avaliações de *design* e inovação, nas quais desenvolvimento próprio e domínio dos sistemas são fatores valorizados.

A existência de duas gerações do inversor reforça essa motivação. A primeira geração foi concebida para validar a arquitetura proposta e substituir o inversor comercial, mas a experiência prática evidenciou limitações, em especial relacionadas ao desempenho térmico do sistema de arrefecimento e a aspectos de robustez, integração e manutenção. A segunda geração, desenvolvida a partir da mesma base elétrica e de controle, surge como evolução voltada a endereçar problemas observados em pista, refinar soluções que funcionavam de forma apenas satisfatória e consolidar o inversor como subsistema confiável do veículo.

Por fim, há uma motivação pessoal associada ao papel deste trabalho na formação do autor. O desenvolvimento de um inversor de tração automotivo com controle orientado a campo, integrando eletrônica de potência, controle de máquinas, sistemas embarcados e aplicação em um veículo elétrico de competição, representa um desafio pouco comum em nível de graduação. Reunir esses elementos em um único projeto permite transformar o Trabalho de Conclusão de Curso em uma síntese concreta de conteúdos do curso de Engenharia Elétrica, ao mesmo tempo em que contribui diretamente para a evolução do *powertrain* da Ampera Racing e para o legado técnico deixado à equipe.

1.3 FÓRMULA SAE E ESTRUTURA DA COMPETIÇÃO

A Fórmula SAE (Formula SAE, FSAE) é uma competição internacional de engenharia na qual equipes formadas por estudantes são desafiadas a projetar, construir e validar um protótipo de veículo tipo fórmula em pequena escala, com foco em desempenho dinâmico, viabilidade de fabricação e qualidade de projeto (Bischof et al., 2009; SAE International, 2025). Ao longo do ciclo de projeto, as equipes precisam lidar com aspectos que vão desde o conceito do veículo e o dimensionamento de subsistemas até gerenciamento de cronograma, captação de recursos e tomada de decisão em um contexto de restrições de custo e de tempo.

A avaliação é dividida em eventos estáticos e dinâmicos, que em conjunto totalizam tipicamente 1000 pontos por competição. Nos eventos estáticos, avalia-se a qualidade do projeto de engenharia (*Design Event*), a análise de custos e manufatura (*Cost & Manufacturing*) e a apresentação de negócios (*Business Presentation*), que simula a venda do conceito de veículo a um potencial investidor. Já os eventos dinâmicos avaliam diretamente o desempenho do veículo em pista, por meio de provas de aceleração em linha reta, contorno de curvas em baixa velocidade (*skidpad*), circuito de *autocross* e uma prova de *endurance* acompanhada de avaliação de eficiência energética (SAE International, 2024a). A Tabela 1 apresenta uma distribuição típica de pontos entre esses eventos.

Tabela 1 – Distribuição típica de pontos na Fórmula SAE.

Prova	Pontos
Eventos estáticos	
Projeto (<i>Design Event</i>)	150
Custo e manufatura (<i>Cost & Manufacturing</i>)	100
Apresentação de negócios (<i>Business Presentation</i>)	75
Eventos dinâmicos	
Aceleração (<i>Acceleration</i>)	100
<i>Skidpad</i>	75
<i>Autocross</i>	125
Eficiência (<i>Efficiency</i>)	100
Enduro (<i>Endurance</i>)	275
Total	1000

Fonte: SAE International (2024a).

Cada uma das provas dinâmicas é concebida para explorar aspectos específicos do desempenho do veículo:

- **Aceleração (*Acceleration*)**: é realizada em uma reta de aproximadamente 75 m, partindo da imobilidade. O objetivo é medir a capacidade do veículo de acelerar no menor tempo possível.

- **Skidpad:** consiste em um percurso em formato de “oito”, formado por dois círculos de raio constante delimitados por cones. O veículo percorre voltas em ambos os sentidos, e o tempo é utilizado para inferir a capacidade de gerar aceleração lateral.
- **Autocross:** é um circuito de aproximadamente 800 m, delimitado por cones, com combinação de retas curtas, curvas de diferentes raios, chicanes e mudanças de direção. O objetivo é avaliar a dirigibilidade geral do veículo, sua agilidade em mudanças de trajetória, capacidade de frenagem e aceleração em saídas de curva.
- **Enduro e eficiência (*Endurance & Efficiency*):** a prova de *endurance* é normalmente realizada em um circuito semelhante ao do *autocross*, com extensão total em torno de 22 km, incluindo a troca de piloto na metade da distância. Trata-se do evento que mais estressa a confiabilidade do veículo, envolvendo temperatura de componentes, gerenciamento de energia, robustez mecânica e elétrica, além da consistência do desempenho ao longo do tempo. A eficiência energética é avaliada com base na energia consumida durante a prova, de modo que veículos capazes de completar o percurso em bom tempo com menor consumo específico de energia obtêm pontuação superior em eficiência. Para o sistema de tração elétrica, esse evento combina exigências de desempenho dinâmico com requisitos de confiabilidade térmica e energética ao longo de um ciclo prolongado de operação.

Na categoria elétrica da competição, conhecida como Fórmula SAE Elétrico (FSAE Elétrico), o conceito geral do evento permanece o mesmo, mas o *powertrain* passa a ser totalmente elétrico e o regulamento inclui um conjunto adicional de requisitos para o sistema de tração. As regras definem, por exemplo, a diferença entre o sistema de baixa tensão e o sistema de tração (*tractive system*), a faixa de tensão permitida para o acumulador de alta tensão, critérios mínimos de isolamento elétrica, requisitos para o compartimento de acumuladores (*accumulator container*) e a obrigatoriedade de circuitos de desligamento que garantam a desenergização segura do sistema em situações de falha ou durante inspeções (SAE International, 2024a, 2024b). Esses circuitos de desligamento envolvem a coordenação entre o sistema de gerenciamento do acumulador, o dispositivo de monitoramento de isolamento, chaves mestre de baixa tensão e de tração, além de botões de emergência acessíveis aos oficiais de pista e ao próprio piloto.

1.4 OBJETIVO GERAL

O objetivo geral deste trabalho é desenvolver, implementar e validar experimentalmente um inversor de tensão trifásico com controle vetorial orientado a campo e modulação por vetor espacial, concebido para acionar uma máquina de indução trifásica no veículo elétrico de competição da Ampera Racing, de forma a atender aos requisitos de desempenho dinâmico, confiabilidade e integração com o restante do *powertrain* estabelecidos pelo

contexto da Fórmula SAE Elétrico e pelas restrições de custo e recursos de uma equipe estudantil, consolidando ao mesmo tempo uma plataforma tecnológica de tração elétrica a ser utilizada e evoluída em futuras iterações do projeto.

1.5 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

Para atingir o objetivo geral deste trabalho, são estabelecidos os seguintes objetivos específicos:

1. Projetar o estágio de potência do inversor de tensão trifásico, incluindo a definição da topologia, a seleção dos dispositivos semicondutores e o dimensionamento do barramento CC, de forma compatível com as especificações elétricas do veículo elétrico de competição da Ampera Racing e com as restrições impostas pelo regulamento da Fórmula SAE Elétrico.
2. Projetar e implementar a eletrônica de controle, *gate drive* e sensoriamento do inversor, abrangendo placas de acionamento, circuitos de medição de correntes e tensões e interfaces de isolamento, de modo a permitir a aquisição confiável das variáveis elétricas relevantes e o acionamento adequado da máquina de indução trifásica.
3. Desenvolver e implementar o *firmware* do inversor, incluindo os algoritmos de controle vetorial orientado a campo (*Field-Oriented Control*, FOC) com modulação por vetor espacial (*Space Vector Modulation*, SVM), bem como as funcionalidades de frenagem regenerativa e a interface de comando e supervisão via barramento CAN, permitindo o ajuste de parâmetros de controle e a integração com os demais sistemas do veículo.
4. Validar a arquitetura de controle e as estratégias de acionamento em ambiente de *Hardware-in-the-Loop* (HIL), avaliando o comportamento dinâmico do sistema, ajustando os ganhos de controle e verificando o funcionamento das lógicas de proteção em condições de operação representativas das solicitações do veículo em pista.
5. Realizar ensaios experimentais em bancada de baixa potência, utilizando o inversor desenvolvido para acionar uma máquina de indução trifásica, com o objetivo de verificar o funcionamento correto do estágio de potência, das malhas de controle e dos circuitos de proteção, bem como observar formas de onda, resposta transitória e comportamento térmico em condições controladas.
6. Validar o inversor no veículo elétrico de competição da Ampera Racing, por meio de testes integrados do *powertrain* em condições de operação representativas de uso em pista, avaliando a confiabilidade do sistema, a capacidade de exploração da potência

disponível e o impacto do inversor no desempenho global do veículo, incluindo o funcionamento do modo de frenagem regenerativa.

7. Documentar a arquitetura de *hardware* e *software*, bem como os resultados obtidos nas etapas de validação, de forma a consolidar o inversor desenvolvido como uma plataforma tecnológica de tração elétrica que possa ser utilizada, mantida e evoluída pela equipe em futuras iterações de projeto.

1.6 METODOLOGIA

A metodologia adotada neste trabalho segue uma abordagem de pesquisa aplicada, voltada ao desenvolvimento e à validação experimental de um sistema de tração elétrica em um caso real de uso: o veículo de Fórmula SAE Elétrico da Ampera Racing. O trabalho foi estruturado em etapas sucessivas de definição de requisitos, projeto de *hardware* e *firmware* e validação em diferentes níveis (simulação em tempo real, bancada e veículo), com realimentação entre essas etapas.

O desenvolvimento do inversor foi conduzido de forma iterativa, ao longo de duas gerações que compartilham a mesma base elétrica e de controle. A primeira geração teve como objetivo principal validar a arquitetura proposta e substituir o inversor comercial anteriormente utilizado. A segunda geração partiu dessa base, incorporando melhorias de robustez, desempenho térmico, integração com o veículo e refinamentos de proteção e confiabilidade. Em ambas as gerações, foram seguidas as mesmas etapas metodológicas gerais.

Inicialmente, foram definidos os requisitos elétricos e funcionais do inversor a partir das especificações do veículo e das restrições do regulamento da Fórmula SAE Elétrico. Com base nesses requisitos, procedeu-se ao projeto do estágio de potência (topologia, dispositivos semicondutores, barramento CC e elementos de filtragem) e da eletrônica de controle, *gate drive* e sensoriamento. Em paralelo, foi desenvolvido o *firmware*, incluindo as estratégias de controle vetorial orientado a campo (*Field-Oriented Control* – FOC) com modulação por vetor espacial (*Space Vector Modulation* – SVM), funções de frenagem regenerativa, supervisão de variáveis críticas e interface de comando e telemetria via barramento CAN.

A validação foi conduzida em três níveis principais. No primeiro, utilizou-se *Hardware-in-the-Loop* (HIL) com modelos em tempo real do sistema de tração para verificar a arquitetura de controle, ajustar ganhos e testar estratégias de proteção em condições normais e de falha. No segundo, foram realizados ensaios experimentais em bancada em baixa potência, com foco na verificação do funcionamento do estágio de potência, das malhas de controle, das medições e dos circuitos de proteção. No terceiro nível, o inversor foi integrado ao veículo elétrico de competição, permitindo a realização de testes em condição de aplicação real, com monitoramento contínuo de grandezas

elétricas e térmicas e liberação gradual de desempenho.

Ao longo dessas etapas, o desempenho do inversor foi avaliado com base no comportamento térmico dos componentes de potência, na estabilidade e seletividade das proteções, na capacidade de seguir referências de torque e velocidade e na resposta global do veículo. A análise levou em conta também as limitações impostas por outros subsistemas do *powertrain*, em especial o sistema de baterias, de forma que os resultados discutidos refletem o desempenho alcançável pelo conjunto do sistema de tração. Detalhes específicos dos arranjos de teste e dos resultados obtidos são apresentados nos capítulos seguintes.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA E REVISÃO DO ESTADO DA ARTE

Este capítulo apresenta os conceitos fundamentais e a revisão do estado da arte necessários para compreender o desenvolvimento do inversor de tração proposto neste trabalho.

2.1 SISTEMAS DE TRAÇÃO ELÉTRICA EM VEÍCULOS ELÉTRICOS

Sistemas de tração elétrica são responsáveis por converter a energia armazenada em uma fonte de corrente contínua, tipicamente um banco de baterias, em torque mecânico nas rodas do veículo. Em comparação com sistemas baseados em motores de combustão interna, *powertrains* elétricos apresentam maior eficiência energética, possibilidade de recuperação de energia por frenagem regenerativa, maior flexibilidade de controle de torque e potencial para arquiteturas mais compactas e modulares. Em contrapartida, impõem desafios específicos de eletrônica de potência, gerenciamento térmico, segurança elétrica e integração com sistemas de controle em tempo real.

De forma simplificada, um sistema de tração elétrica automotivo é composto pelos seguintes subsistemas principais: sistema de armazenamento de energia (baterias), sistema de gerenciamento do acumulador, barramento CC de alta tensão, inversor de tração, máquina elétrica de propulsão, sistema mecânico de transmissão, unidades de controle eletrônico e interfaces de comunicação. A forma como esses subsistemas são conectados e controlados define a arquitetura de tração e influencia diretamente o desempenho, a eficiência, a confiabilidade e o custo do veículo.

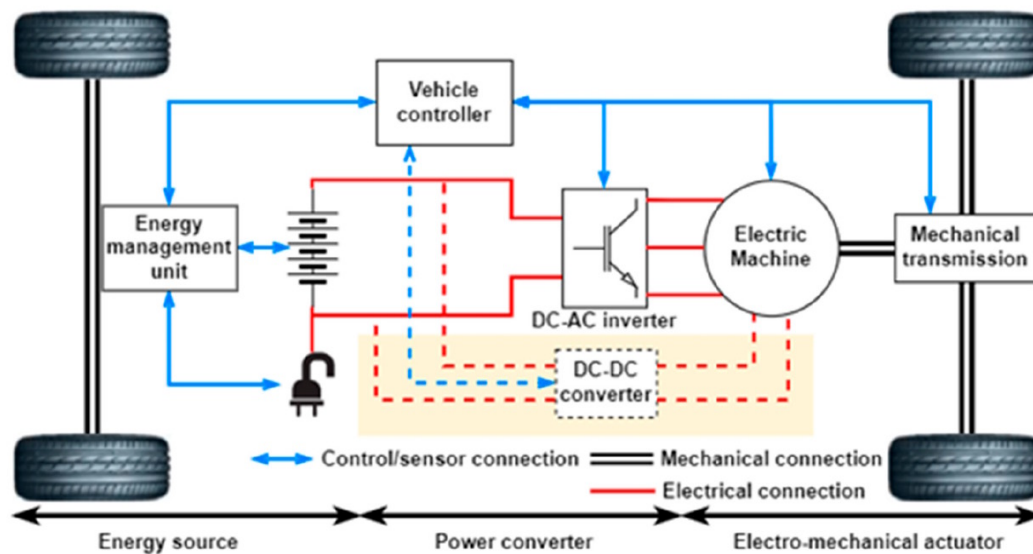
2.1.1 Visão geral do powertrain elétrico

De maneira geral, um *powertrain* elétrico automotivo pode ser representado pelo diagrama de blocos da Figura 2. A fonte de energia do veículo é um sistema de armazenamento em baterias, recarregado a partir da rede elétrica por meio de um conector externo. Uma unidade de gerenciamento de energia (*Energy Management Unit*) monitora o estado do acumulador, coordena o fluxo de potência e impõe limites de tensão e corrente de acordo com as condições de operação e segurança.

A energia em corrente contínua disponível no barramento é processada por estágios de conversão de potência. Em muitas arquiteturas, um conversor CC-CC (*DC-DC converter*) adequa níveis de tensão entre diferentes barramentos ou alimenta cargas auxiliares em baixa tensão. O estágio principal de tração é implementado por um conversor CC-CA (*DC-AC inverter*), responsável por sintetizar as tensões alternadas trifásicas que alimentam a máquina elétrica de tração. A potência mecânica produzida pela máquina é transmitida às rodas pelo sistema de transmissão mecânica, que pode incluir caixa de redução, diferencial e semi-árvores, dependendo da arquitetura adotada.

O controlador veicular (*Vehicle controller*) atua como elemento central de coordenação, recebendo comandos do condutor ou de sistemas de condução autônoma e gerando referências de torque ou velocidade para o sistema de tração. Esse controlador recebe informações de sensores distribuídos pelo veículo e comunica-se com a unidade de gerenciamento de energia e com o inversor de tração, fechando laços de controle que envolvem variáveis elétricas e mecânicas, conforme destacado na Figura 2.

Figura 2 – Diagrama de blocos simplificado de um *powertrain* elétrico automotivo.



Fonte: Shepard (2023).

2.1.2 Arquiteturas típicas de tração elétrica

Existem diversas arquiteturas de tração elétrica empregadas em veículos de passeio, comerciais e de competição. Entre as mais comuns, destacam-se:

- **Motor único com transmissão central:** um único motor elétrico aciona um eixo de transmissão central, acoplado a uma caixa de redução e a um diferencial que distribui o torque para as rodas motrizes.
- **Motores por eixo (*e-axes*):** cada eixo motriz conta com um módulo integrado contendo motor, inversor e transmissão em um único conjunto. Essa solução facilita a modularização do *powertrain* e pode simplificar a integração no chassi, além de permitir estratégias mais avançadas de controle de tração entre eixos.
- **Motores por roda:** em arquiteturas mais especializadas, motores elétricos podem ser instalados próximos ou integrados às rodas (*in-wheel motors*), permitindo controle fino da distribuição de torque e eliminando elementos mecânicos como diferenciais e semi-árvores. Em contrapartida, essa solução impõe desafios adicionais de massa não suspensa, robustez mecânica e gerenciamento térmico.

Independentemente da arquitetura, é necessária a presença de um inversor de tração capaz de controlar com precisão o fluxo de potência entre o barramento CC e a máquina elétrica. No contexto deste trabalho, o foco recai sobre um inversor de tensão trifásico alimentando uma máquina de indução trifásica em uma arquitetura de motor único com transmissão mecânica associada.

2.2 MÁQUINAS DE INDUÇÃO TRIFÁSICAS PARA TRACÇÃO ELÉTRICA

Máquinas de indução trifásicas são amplamente utilizadas em aplicações de tração elétrica devido à sua robustez construtiva, custo relativamente baixo, capacidade de operar em ambientes severos e boa relação entre densidade de potência e eficiência. Em comparação com máquinas síncronas de ímãs permanentes, eliminam a necessidade de materiais magnéticos especiais no rotor, o que pode ser vantajoso em termos de custo e segurança em determinadas aplicações. Por outro lado, o controle de máquinas de indução exige estratégias mais elaboradas para estimação e controle do fluxo e do torque, especialmente em operação *sensorless* e em baixas velocidades.

2.2.1 Princípios de funcionamento e características para tração

Uma máquina de indução trifásica é composta, de forma simplificada, por um estator com enrolamentos trifásicos distribuídos e um rotor em gaiola de esquilo ou bobinado. Quando o estator é alimentado por um sistema de tensões trifásicas equilibradas, cria-se um campo magnético girante cuja velocidade síncrona, em termos mecânicos, é dada por

$$\omega_{\text{syn}} = \frac{2\pi f_e}{p}, \quad (1)$$

em que f_e é a frequência elétrica de alimentação e p é o número de pares de polos da máquina. Em unidades de rotação por minuto (rpm), a velocidade síncrona pode ser escrita como

$$n_{\text{syn}} = \frac{60f_e}{p}. \quad (2)$$

O rotor, inicialmente em repouso, é submetido a esse campo girante e correntes são induzidas em seus condutores. A interação entre as correntes de rotor e o campo magnético girante produz o torque eletromagnético que acelera a máquina. Em regime de operação motor, a velocidade mecânica do rotor ω_m é ligeiramente inferior à velocidade síncrona, diferença essa expressa pelo escorregamento

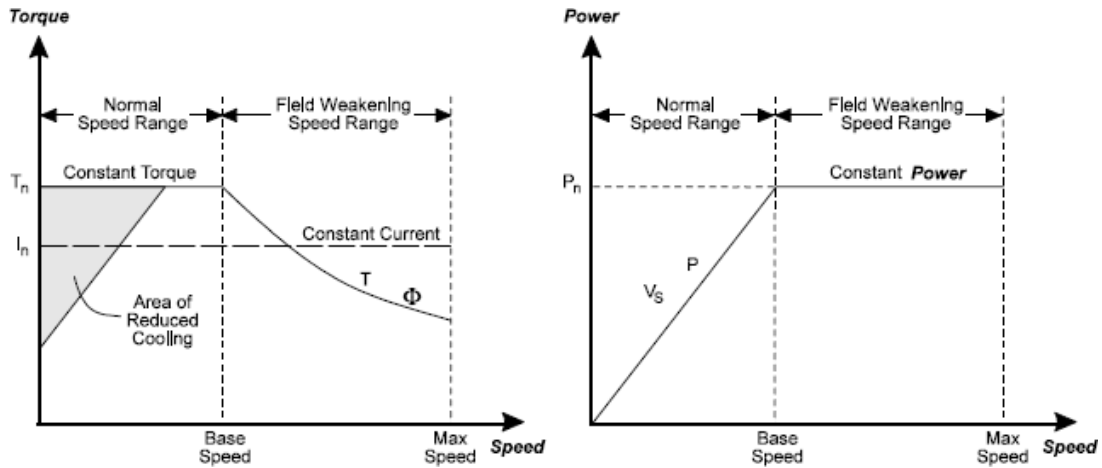
$$s = \frac{\omega_{\text{syn}} - \omega_m}{\omega_{\text{syn}}}. \quad (3)$$

Do ponto de vista de tração elétrica, a máquina de indução pode ser acionada de forma a apresentar uma característica de torque-velocidade adequada ao uso automotivo quando combinada a um inversor de frequência e a uma estratégia de controle apropriada.

Em baixas velocidades, opera-se tipicamente com uma região de torque aproximadamente constante, limitada pela corrente máxima admissível do conjunto inversor-máquina. Acima da velocidade de base, o limite passa a ser a tensão disponível no barramento CC, e estratégias de enfraquecimento de campo são empregadas para manter a potência aproximadamente constante em uma faixa ampliada de velocidades.

As curvas típicas de torque e potência em função da velocidade para esse tipo de acionamento são ilustradas de forma qualitativa na Figura 3. Observa-se uma região de *normal speed range*, na qual o torque é aproximadamente constante e a potência cresce com a velocidade, e uma região de *field weakening*, na qual o torque é reduzido à medida que a velocidade aumenta, de modo que a potência entregue permanece aproximadamente constante até o limite máximo de operação da máquina.

Figura 3 – Curvas típicas de torque (esquerda) e potência (direita) em função da velocidade para um acionamento de máquina de indução trifásica com inversor.



Fonte: PH (2015).

2.2.2 Modelagem em referencial estacionário e síncrono

Para o projeto e análise de estratégias de controle vetorial, é conveniente representar a máquina de indução em um referencial síncrono em coordenadas dq , obtido a partir de transformadas de Clarke e Park aplicadas às grandezas trifásicas do estator e do rotor. Considerando uma máquina de indução trifásica com estator e rotor simétricos, o modelo em coordenadas dq síncronas pode ser expresso pelas equações de tensão do estator:

$$v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\psi_{ds}}{dt} - \omega_e \psi_{qs}, \quad (4)$$

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\psi_{qs}}{dt} + \omega_e \psi_{ds}, \quad (5)$$

e pelas equações de tensão do rotor referidas ao estator:

$$0 = R_r i_{dr} + \frac{d\psi_{dr}}{dt} - (\omega_e - \omega_r) \psi_{qr}, \quad (6)$$

$$0 = R_r i_{qr} + \frac{d\psi_{qr}}{dt} + (\omega_e - \omega_r) \psi_{dr}, \quad (7)$$

em que v_{ds}, v_{qs} são as componentes d e q da tensão do estator, i_{ds}, i_{qs} e i_{dr}, i_{qr} são as correntes do estator e do rotor, R_s e R_r são as resistências de estator e rotor referida ao estator, $\psi_{ds}, \psi_{qs}, \psi_{dr}, \psi_{qr}$ são os acoplamentos de fluxo nas respectivas coordenadas, ω_e é a velocidade elétrica do referencial síncrono e ω_r é a velocidade elétrica do rotor.

Os acoplamentos de fluxo entre estator e rotor podem ser escritos em função das correntes e dos parâmetros de magnetização da máquina como

$$\psi_{ds} = L_s i_{ds} + L_m i_{dr}, \quad (8)$$

$$\psi_{qs} = L_s i_{qs} + L_m i_{qr}, \quad (9)$$

$$\psi_{dr} = L_m i_{ds} + L_r i_{dr}, \quad (10)$$

$$\psi_{qr} = L_m i_{qs} + L_r i_{qr}, \quad (11)$$

em que L_s e L_r representam as indutâncias de estator e de rotor referidas ao estator, incluindo os efeitos de dispersão e de magnetização própria, e L_m é a indutância de magnetização mútua entre estator e rotor.

O torque eletromagnético desenvolvido pela máquina, em termos das grandezas no referencial síncrono, pode ser escrito como

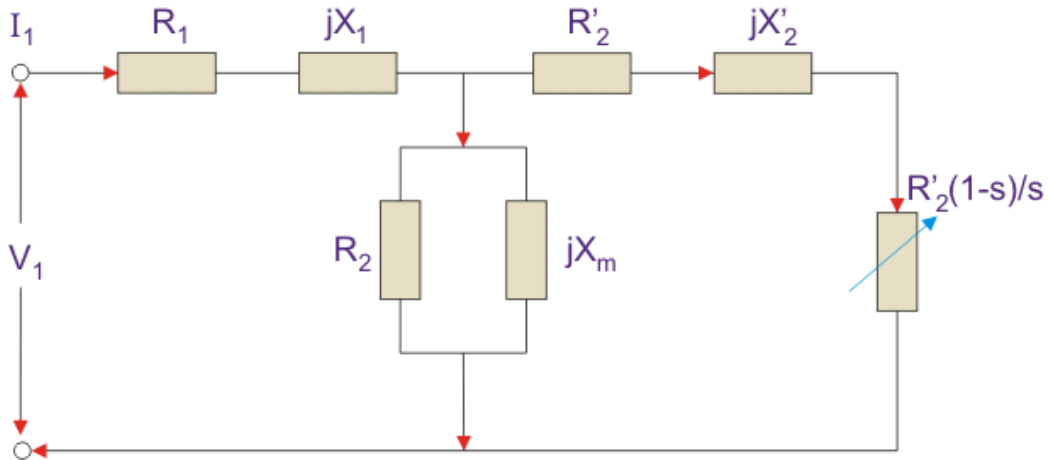
$$T_e = \frac{3}{2} p (\psi_{ds} i_{qs} - \psi_{qs} i_{ds}), \quad (12)$$

em que p é o número de pares de polos. Em estratégias de controle orientado a campo com referência de fluxo no rotor, é comum escolher o referencial síncrono de forma que o fluxo do rotor se alinhe com o eixo d ($\psi_{qr} \approx 0$), o que permite obter expressões simplificadas para o torque em função da corrente de eixo q do estator.

Para análises em regime permanente de baixa frequência, é frequente utilizar o circuito equivalente por fase da máquina de indução, referido ao estator, mostrado de forma esquemática na Figura 4. Nesse modelo, R_1 e jX_1 representam, respectivamente, a resistência e a reatância de dispersão do estator, enquanto R'_2 e jX'_2 correspondem à resistência e à reatância de dispersão do rotor referidas ao estator. O ramo em derivação, composto por R_2 e jX_m , modela as perdas no ferro e a magnetização, e o termo $R'_2(1 - s)/s$ pode ser associado à potência mecânica convertida, sendo proporcional ao torque eletromagnético desenvolvido em função do escorregamento s definido em Equação (3).

A partir desse circuito é possível obter, por exemplo, uma expressão aproximada para o torque eletromagnético em regime permanente em função do escorregamento, da tensão aplicada e dos parâmetros do rotor, o que fornece intuição útil sobre o comportamento da máquina em partida, na região de torque máximo e em operação na vizinhança

Figura 4 – Circuito equivalente por fase de uma máquina de indução trifásica referida ao estator, em regime permanente.



Fonte: ELECTRICAL4U (2024).

da velocidade síncrona. Para o projeto de estratégias de controle vetorial e operação em ampla faixa de velocidades, porém, o modelo dinâmico em coordenadas dq , dado pelas equações (4) - (12), é o mais adequado e será adotado neste trabalho.

2.3 CONTROLE VETORIAL ORIENTADO A CAMPO (FOC)

O controle vetorial orientado a campo (*Field-Oriented Control*, FOC) é uma estratégia de acionamento que busca controlar separadamente o fluxo magnético e o torque eletromagnético de máquinas de corrente alternada, de forma análoga ao que ocorre em máquinas de corrente contínua com excitação independente. No caso de máquinas de indução trifásicas, o FOC baseia-se na representação das grandezas elétricas em um referencial síncrono em coordenadas dq , no qual é possível alinhar o eixo d com o fluxo do rotor e utilizar o eixo q para controle de torque. Essa abordagem permite uma resposta dinâmica rápida e previsível, o que a torna particularmente adequada para aplicações de tração elétrica.

2.3.1 Transformadas de Clarke e Park

A partir das correntes trifásicas i_a, i_b, i_c em sistemas balanceados, é possível obter uma representação em um plano bidimensional equivalente, por meio da transformada de Clarke. Na forma mais comum, as componentes α e β em um referencial estacionário são dadas por

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}. \quad (13)$$

De forma equivalente, as tensões trifásicas podem ser transformadas em v_α e v_β por meio da mesma matriz de transformação. A transformada inversa de Clarke, utilizada para sintetizar formas de onda trifásicas a partir das componentes no plano $\alpha\beta$, pode ser escrita como

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}. \quad (14)$$

Para implementar o controle vetorial, é conveniente utilizar um referencial síncrono que gira com velocidade angular ω_e , associada ao vetor de fluxo de referência. A transformada de Park permite converter as componentes no plano estacionário $\alpha\beta$ para o plano síncrono dq , por meio da rotação de ângulo elétrico θ_e :

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_e & \sin \theta_e \\ -\sin \theta_e & \cos \theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}. \quad (15)$$

A transformada inversa de Park, utilizada para reconstruir as grandezas em $\alpha\beta$ a partir das componentes d e q , é dada por

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_e & -\sin \theta_e \\ \sin \theta_e & \cos \theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}. \quad (16)$$

Equações análogas às Equações (13)–(16) podem ser escritas para tensões e fluxos. No contexto do FOC, o ângulo θ_e é escolhido de forma que o eixo d fique alinhado com o fluxo magnético de referência (tipicamente o fluxo do rotor), o que resulta em uma interpretação direta das correntes i_d e i_q como componentes de fluxo e torque, respectivamente.

2.3.2 Desacoplamento de fluxo e torque

Partindo do modelo em coordenadas dq apresentado na Seção 2.2.2, e assumindo a orientação do referencial síncrono de modo que o fluxo do rotor esteja alinhado com o eixo d ($\psi_{qr} \approx 0$), obtém-se uma relação simplificada entre torque e correntes:

$$T_e = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} \psi_r i_q, \quad (17)$$

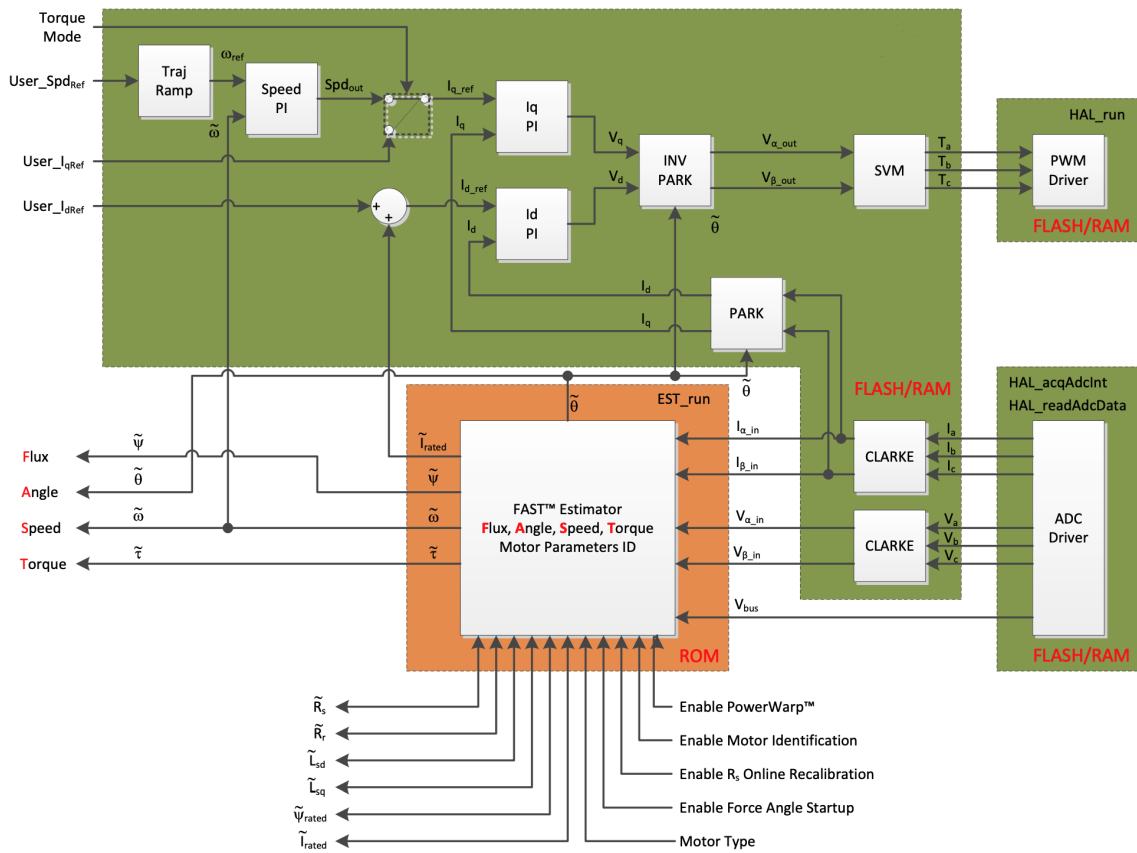
em que ψ_r é o módulo do fluxo de rotor, L_m é a indutância de magnetização e L_r é a indutância do rotor referida ao estator. Nessa condição, a corrente de eixo d está diretamente relacionada ao fluxo de rotor, enquanto a corrente de eixo q controla o torque eletromagnético.

O princípio central do FOC consiste, portanto, em regular i_d para impor o nível de fluxo desejado e regular i_q de acordo com a referência de torque, de forma análoga ao controle de excitação e armadura em uma máquina de corrente contínua. Para tanto, o sistema de controle precisa dispor de um estimador ou sensor de θ_e , que pode ser obtido a partir da velocidade do rotor e do escorregamento estimado, no caso de máquinas de indução.

2.3.3 Estrutura de controle em malhas de corrente e velocidade

A implementação prática do FOC em máquinas de indução trifásicas é tipicamente organizada em uma estrutura hierárquica de malhas de controle. Em um nível interno, são implementadas malhas de corrente nos eixos d e q , responsáveis por fazer com que as correntes i_d e i_q sigam suas referências i_d^* e i_q^* . Em um nível externo, malhas adicionais podem ser empregadas para regular a velocidade mecânica ou o torque, dependendo do modo de operação.

Figura 5 – Diagrama de blocos de uma aplicação de controle vetorial orientado a campo (*sensorless*) baseada na biblioteca InstaSPIN-FOC.



Fonte: Texas Instruments (2013).

As referências de corrente são geradas da seguinte forma, em um esquema típico de tração elétrica:

- a referência de fluxo é convertida em uma referência de corrente de eixo d , i_d^* , de acordo com o ponto de operação desejado (região de torque constante ou de enfraquecimento de campo);
- a referência de torque ou de velocidade, fornecida pelo controlador veicular, é convertida em uma referência de corrente de eixo q , i_q^* , utilizando relações derivadas da Equação (17).

As correntes medidas no estator, i_a, i_b, i_c , são transformadas para o referencial síncrono dq por meio das transformadas de Clarke e Park apresentadas na Equação (13) e na Equação (15). Em seguida, controladores do tipo PI são aplicados separadamente às componentes d e q , produzindo tensões de referência v_d^* e v_q^* . Essas tensões são então reconvertidas para o plano $\alpha\beta$ e, posteriormente, para o sistema trifásico, servindo de entrada para o modulador responsável por acionar o inversor (por exemplo, um modulador por vetor espacial, apresentado na Seção 2.4).

Um exemplo concreto dessa arquitetura é mostrado na Figura 5, baseada na biblioteca InstaSPIN-FOC da Texas Instruments, utilizada neste trabalho. Nela, o bloco estimador FAST (*Flux, Angle, Speed, Torque*) calcula em tempo real o fluxo, o ângulo elétrico, a velocidade e o torque a partir das medições de corrente de fase e tensão de barramento. As grandezas estimadas alimentam as transformadas de Clarke e Park, que geram as correntes i_d e i_q para as malhas de corrente em coordenadas dq , enquanto uma malha externa de velocidade (opcional) ajusta a referência de i_q quando o sistema opera em modo de controle por velocidade. Os blocos de modulação por vetor espacial (SVM) e *drivers* de PWM fecham o elo entre o controle em coordenadas dq e o conversor que aciona o motor.

2.3.4 Operação em enfraquecimento de campo

Em acionamentos de tração elétrica, é desejável que a máquina opere com torque aproximadamente constante até uma determinada velocidade de base e, a partir daí, em uma região de potência aproximadamente constante, conforme discutido na Figura 3. No contexto do FOC aplicado a máquinas de indução, essa característica pode ser obtida por meio de estratégias de *enfraquecimento de campo* (*field weakening*), nas quais o fluxo magnético é reduzido acima da velocidade de base para respeitar o limite de tensão imposto pelo barramento CC (Bose, 2002; Vas, 1998).

De forma simplificada, o módulo da tensão estatórica em coordenadas síncronas pode ser aproximado por

$$|\mathbf{v}_s|^2 \approx (\omega_e \psi_r)^2 + (\omega_e L_\sigma i_q)^2, \quad (18)$$

em que ω_e é a velocidade elétrica, ψ_r é o fluxo de rotor, L_σ é a indutância de dispersão total e i_q é a corrente de eixo q . Para uma dada capacidade de corrente e um limite máximo de tensão $|\mathbf{v}_s| \leq V_{\max}$, definido pela tensão de barramento e pela estratégia de modulação, o aumento de ω_e acima da velocidade de base força a redução de ψ_r , o que, em FOC, é obtido por meio da diminuição de i_d .

Nessa região, a corrente i_q pode ser mantida próxima ao seu valor máximo permitido pelo inversor e pela máquina, de modo que o torque eletromagnético

$$T_e \propto \psi_r i_q \quad (19)$$

passa a decrescer aproximadamente com $1/\omega_e$, enquanto a potência mecânica

$$P_m = T_e \omega_m \quad (20)$$

permanece aproximadamente constante em uma faixa limitada de velocidades. Na prática, a extensão dessa região de potência constante em máquinas de indução é geralmente menor do que em máquinas síncronas de ímãs permanentes, uma vez que o fluxo de rotor é produzido indiretamente a partir da corrente de magnetização e está sujeito a variações de parâmetros (especialmente a resistência do rotor) e às constantes de tempo magnéticas (Bose, 2002).

Além disso, a operação em enfraquecimento de campo em máquinas de indução tende a operar com fatores de potência mais baixos e correntes mais elevadas, o que aumenta as perdas e impõe restrições térmicas ao inversor e à máquina. Por esse motivo, embora o uso de estratégias de *field weakening* seja comum em acionamentos de indução com FOC, a faixa de velocidades em que essa região é explorada em aplicações automotivas costuma ser cuidadosamente limitada, de forma a equilibrar requisitos de desempenho, eficiência energética e confiabilidade térmica do conjunto inversor–máquina.

2.4 MODULAÇÃO POR VETOR ESPACIAL (SVM)

A modulação por vetor espacial (*Space Vector Modulation*, SVM ou SVPWM) é uma técnica de modulação amplamente utilizada em inversores de tensão trifásicos (Holmes; Lipo, 2003; Bose, 2002) por permitir melhor aproveitamento da tensão de barramento CC, reduzir a distorção harmônica das tensões de saída e oferecer uma representação geométrica conveniente da síntese das tensões de fase. Em comparação com a modulação senoidal PWM tradicional, a SVM permite aumentar a amplitude máxima da tensão fundamental de saída em aproximadamente 15%, para um mesmo limite de tensão de barramento e frequência de comutação. Apresentações introdutórias e didáticas dessa técnica podem ser encontradas em materiais como Solbakken (2017).

2.4.1 Espaço de vetores de tensão e setores

Considerando um inversor de tensão trifásico de dois níveis alimentando uma carga trifásica equilibrada, os estados de comutação dos interruptores podem ser representados por um triplete (S_a, S_b, S_c) , em que cada componente assume o valor 1 (interruptor superior ligado) ou 0 (interruptor inferior ligado). Para cada estado de comutação é possível associar um vetor de tensão no plano $\alpha\beta$, obtido a partir das tensões de fase por meio da transformada de Clarke (Holmes; Lipo, 2003).

Adotando a convenção de que a tensão de fase é medida em relação ao ponto médio do barramento CC, os vetores de tensão ativos correspondentes aos estados em que pelo menos uma fase está conectada ao barramento positivo e outra ao negativo podem ser

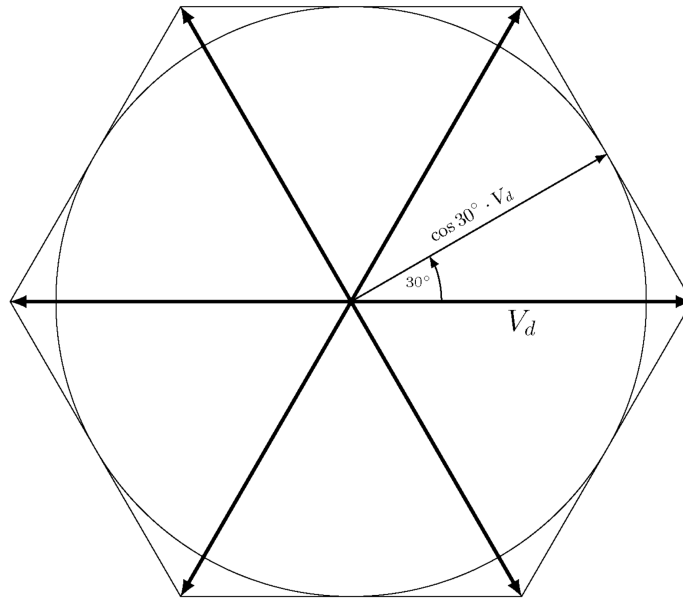
escritos, em termos da tensão de barramento V_{dc} , como

$$\mathbf{V}_k = \frac{2}{3}V_{dc} \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{(k-1)\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\frac{(k-1)\pi}{3}\right) \end{bmatrix}, \quad k = 1, \dots, 6, \quad (21)$$

enquanto dois vetores nulos \mathbf{V}_0 e \mathbf{V}_7 correspondem aos estados (000) e (111), em que todas as fases são conectadas simultaneamente ao barramento negativo ou positivo.

A representação desses vetores no plano $\alpha\beta$ forma um hexágono regular, como ilustrado qualitativamente na Figura 6. O espaço é dividido em seis setores, numerados de 1 a 6, cada um delimitado por dois vetores ativos adjacentes. Um vetor de referência \mathbf{V}^* de módulo V^* e ângulo θ^* pode ser sintetizado, em cada período de comutação T_s , por uma combinação temporal apropriada de dois vetores ativos do setor correspondente e dos vetores nulos (Holmes; Lipo, 2003; Bose, 2002).

Figura 6 – Representação do espaço de vetores de tensão de um inversor trifásico de dois níveis no plano $\alpha\beta$.



Fonte: Solbakken (2017).

2.4.2 Cálculo dos tempos de comutação

Em cada período de amostragem e comutação T_s , o objetivo da SVM é determinar os tempos T_1 , T_2 e T_0 associados a dois vetores ativos adjacentes e ao vetor nulo, de forma que o valor médio da tensão ao longo do período reproduza o vetor de referência \mathbf{V}^* . Admitindo que o vetor de referência pertença ao setor k , delimitado pelos vetores \mathbf{V}_k e \mathbf{V}_{k+1} , tem-se a relação

$$\mathbf{V}^*T_s = \mathbf{V}_kT_1 + \mathbf{V}_{k+1}T_2 + \mathbf{V}_0T_0, \quad (22)$$

com a restrição

$$T_1 + T_2 + T_0 = T_s, \quad T_1, T_2, T_0 \geq 0. \quad (23)$$

Para simplificar a análise, é comum expressar o vetor de referência no sistema de coordenadas alinhado com os vetores ativos do setor. No setor 1, por exemplo, em que os vetores ativos são \mathbf{V}_1 e \mathbf{V}_2 , o vetor de referência pode ser decomposto como

$$\mathbf{V}^* = V^* \begin{bmatrix} \cos \theta^* \\ \sin \theta^* \end{bmatrix}, \quad 0 \leq \theta^* < \frac{\pi}{3}. \quad (24)$$

A partir das projeções de \mathbf{V}^* ao longo de \mathbf{V}_1 e \mathbf{V}_2 , obtêm-se expressões fechadas para T_1 e T_2 . Em termos do módulo V^* do vetor de referência no plano $\alpha\beta$, uma forma comum de escrevê-las, válida no setor 1, é (Holmes; Lipo, 2003; Bose, 2002)

$$T_1 = \frac{\sqrt{3} T_s V^*}{V_{dc}} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta^*\right), \quad (25)$$

$$T_2 = \frac{\sqrt{3} T_s V^*}{V_{dc}} \sin(\theta^*), \quad (26)$$

enquanto o tempo associado aos vetores nulos é obtido de Equação (23) como

$$T_0 = T_s - T_1 - T_2. \quad (27)$$

Para os demais setores, relações análogas podem ser obtidas com um deslocamento apropriado do ângulo θ^* . Na prática, os algoritmos de SVM implementados em inversores utilizam expressões otimizadas ou tabelas de comutação que calculam os tempos T_1 , T_2 e T_0 a partir de V_α^* e V_β^* , bem como o setor em que \mathbf{V}^* se encontra (Holmes; Lipo, 2003).

Uma vez determinados os tempos de aplicação de cada vetor, é necessário definir a sequência de comutação. Sequências simétricas, como $V_0 \rightarrow V_k \rightarrow V_{k+1} \rightarrow V_7 \rightarrow V_{k+1} \rightarrow V_k \rightarrow V_0$, são frequentemente utilizadas por reduzirem a distorção harmônica e concentrarem o espectro de comutação em frequências bem definidas, além de minimizar o número de comutações por período (Holmes; Lipo, 2003; Bose, 2002).

2.4.3 Relação com modulação senoidal

Ao comparar a SVM com a modulação senoidal PWM, é possível demonstrar que, para um mesmo limite de tensão de barramento e índice de modulação, a SVM permite uma amplitude máxima de tensão fundamental de fase superior. Em um inversor de dois níveis, a modulação senoidal com portadora triangular atinge saturação quando a amplitude da tensão de fase fundamental se aproxima de

$$\hat{V}_{\text{fase, senoidal}} = \frac{V_{dc}}{2}, \quad (28)$$

enquanto a SVM pode atingir, em regime linear, uma amplitude máxima dada por

$$\hat{V}_{\text{fase, SVM}} = \frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}. \quad (29)$$

A razão entre essas amplitudes é aproximadamente

$$\frac{\hat{V}_{\text{fase,SVM}}}{\hat{V}_{\text{fase,senoidal}}} \approx 1,155, \quad (30)$$

o que corresponde a um aumento de cerca de 15% na tensão de fase disponível. Em aplicações de tração elétrica, esse melhor aproveitamento da tensão de barramento se traduz em maior faixa de operação em velocidade e, conseqüentemente, maior flexibilidade na definição da relação entre velocidade de base, faixa de enfraquecimento de campo e desempenho do veículo (Bose, 2002; Holmes; Lipo, 2003).

Do ponto de vista das formas de onda sintetizadas em um inversor trifásico de dois níveis operando na região linear, a modulação por vetor espacial é matematicamente equivalente a uma modulação senoidal com injeção de terceira harmônica na referência de tensão, com amplitude adequada para maximizar a utilização do barramento CC. Essa injeção de componente de sequência zero permite “achatar” os máximos das tensões de fase sem introduzir componentes harmônicas de baixa ordem nas correntes de linha, resultando no aumento de cerca de 15% na tensão fundamental disponível em comparação com a modulação senoidal convencional (Solbakken, 2017; Holmes; Lipo, 2003). Essa equivalência é frequentemente explorada em materiais didáticos e artigos introdutórios sobre SVM, nos quais a técnica é apresentada como uma forma sistemática de determinar a sequência de vetores e os tempos de aplicação a partir de uma referência de tensão em coordenadas $\alpha\beta$.

2.5 INVERSORES DE TENSÃO TRIFÁSICOS

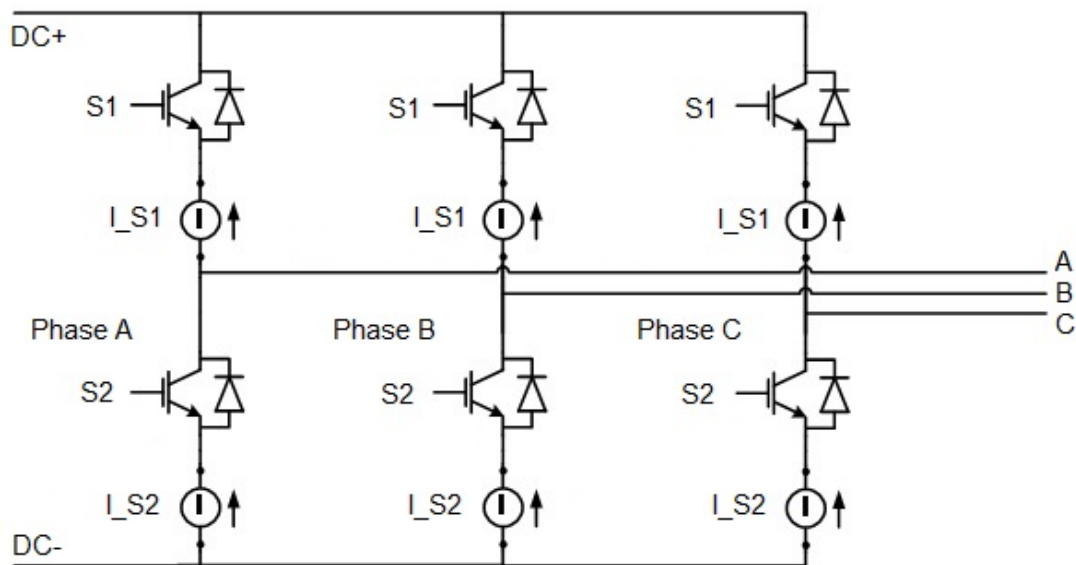
Conversores estáticos de potência são elementos centrais em sistemas de tração elétrica, responsáveis por adequar níveis de tensão e corrente entre a fonte de energia e a máquina elétrica. Em aplicações automotivas, são encontradas diferentes topologias, como inversores fonte de corrente, conversores multinível (por exemplo, *neutral-point clamped* e *flying capacitor*) e conversores matriciais (Bose, 2002; Mohan; Undeland; Robbins, 2003). Essas topologias podem oferecer vantagens específicas em termos de qualidade de forma de onda, capacidade de operação em tensões muito elevadas ou integração com a rede elétrica, ao custo de maior complexidade de comando e número de componentes semicondutores.

Apesar dessas alternativas, o inversor de tensão trifásico de dois níveis (*two-level voltage source inverter*, VSI) permanece a solução mais amplamente utilizada em acionamentos de tração elétrica automotiva (Bose, 2002; Mohan; Undeland; Robbins, 2003). Isso se deve à sua estrutura relativamente simples, facilidade de controle, boa relação entre desempenho e custo e ampla disponibilidade de módulos semicondutores de potência integrados. Nas seções seguintes, é apresentada a topologia básica do VSI de dois níveis e a relação entre seus estados de comutação e as tensões de saída, estabelecendo a base para as técnicas de controle e modulação discutidas previamente.

2.5.1 Topologia de inversor de tensão trifásico de dois níveis

O inversor de tensão trifásico de dois níveis é composto por três ramos idênticos, cada um associado a uma fase da carga trifásica. Cada ramo contém dois dispositivos semicondutores de potência controláveis (por exemplo, IGBTs ou MOSFETs de canal N), dispostos em série entre os barramentos positivo e negativo da fonte CC, com diodos de roda livre conectados em antiparalelo (Mohan; Undeland; Robbins, 2003; Holmes; Lipo, 2003). Denotando as fases por a , b e c , cada ramo possui um interruptor superior (S_a^+ , S_b^+ , S_c^+) e um interruptor inferior (S_a^- , S_b^- , S_c^-), comandados de forma complementar idealmente, isto é, quando S_k^+ está ligado, S_k^- está desligado, e vice-versa, evitando o curto-circuito direto do barramento CC. A tensão de barramento é denotada por V_{dc} , medida entre os barramentos positivo e negativo. Um exemplo de esquemático da implementação de um inversor trifásico de dois níveis pode ser visto na Figura 7.

Figura 7 – Exemplo de esquemático de um inversor trifásico de dois níveis. Na figura, as chaves de cada ramo são rotuladas como $S1$ (superior) e $S2$ (inferior).



Fonte: (Typhoon HIL, 2025)

A carga trifásica é conectada ao ponto médio de cada ramo (nós a , b e c), de modo que as tensões de fase em relação ao barramento negativo, v_{aN} , v_{bN} e v_{cN} , dependem diretamente dos estados de condução dos interruptores. A presença dos diodos em antiparalelo permite a circulação de correntes em ambos os sentidos, mesmo quando os dispositivos de potência são unidirecionais, viabilizando o fluxo de potência regenerativa e o controle bidirecional de corrente (Mohan; Undeland; Robbins, 2003).

2.5.2 Estados de comutação e tensões de saída

Para fins de análise, é conveniente definir funções de comutação s_a , s_b e s_c , tais que

$$s_k = \begin{cases} 1, & \text{se o interruptor superior do ramo } k \text{ está ligado,} \\ 0, & \text{se o interruptor inferior do ramo } k \text{ está ligado,} \end{cases} \quad k \in \{a, b, c\}. \quad (31)$$

Assumindo que o ponto de referência N está conectado ao barramento negativo, as tensões de fase em relação a esse ponto podem ser expressas em função de V_{dc} e das funções de comutação como (Holmes; Lipo, 2003)

$$v_{aN} = s_a V_{dc}, \quad (32)$$

$$v_{bN} = s_b V_{dc}, \quad (33)$$

$$v_{cN} = s_c V_{dc}. \quad (34)$$

Em muitas análises, é mais conveniente trabalhar com tensões de fase em relação ao potencial médio do ponto neutro virtual da carga, v_o , definido como

$$v_o = \frac{v_{aN} + v_{bN} + v_{cN}}{3}. \quad (35)$$

As tensões de fase em relação a esse ponto neutro são então

$$v_a = v_{aN} - v_o, \quad (36)$$

$$v_b = v_{bN} - v_o, \quad (37)$$

$$v_c = v_{cN} - v_o. \quad (38)$$

Substituindo Equação (32)–Equação (34) em Equação (36)–Equação (38), obtêm-se as expressões clássicas das tensões de fase em função das funções de comutação (Holmes; Lipo, 2003):

$$v_a = \frac{V_{dc}}{3} (2s_a - s_b - s_c), \quad (39)$$

$$v_b = \frac{V_{dc}}{3} (2s_b - s_a - s_c), \quad (40)$$

$$v_c = \frac{V_{dc}}{3} (2s_c - s_a - s_b). \quad (41)$$

Essas equações mostram que cada combinação de estados de comutação (s_a, s_b, s_c) define um conjunto discreto de tensões de fase possíveis.

Como cada função de comutação assume apenas os valores 0 ou 1, existem $2^3 = 8$ estados distintos para o inversor trifásico. Seis desses estados correspondem a vetores de tensão ativos, em que duas fases estão conectadas a barramentos opostos e a terceira fase compartilha o potencial de uma delas, enquanto dois estados correspondem aos vetores nulos, em que todas as fases são conectadas simultaneamente ao barramento positivo ou ao negativo (Holmes; Lipo, 2003). Ao aplicar a transformada de Clarke às tensões de fase

definidas em Equação (39)–Equação (41), obtêm-se diretamente os vetores de tensão \mathbf{V}_k no plano $\alpha\beta$ discutidos na Seção 2.4.1, os quais formam o hexágono utilizado na modulação por vetor espacial.

Do ponto de vista de projeto e controle, é importante considerar ainda aspectos práticos como o tempo morto (*dead-time*) inserido entre as comutações dos interruptores superior e inferior de cada ramo, para evitar curto-circuitos do barramento CC, e a limitação de corrente imposta pelos dispositivos semicondutores e pelo circuito de proteção. Esses fatores influenciam a precisão da síntese das tensões de saída e devem ser compensados ou considerados nas estratégias de controle e modulação implementadas no inversor (Mohan; Undeland; Robbins, 2003; Bose, 2002).

2.6 ESTIMAÇÃO DE GRANDEZAS E OPERAÇÃO *SENSORLESS*

Estratégias de acionamento *sensorless* buscam eliminar o uso de sensores mecânicos dedicados, como *encoders* incrementais ou *resolvers*, estimando grandezas como posição angular, velocidade e fluxo a partir das medições elétricas disponíveis no inversor (tensão de barramento, tensões de fase e correntes de estator) e de um modelo da máquina. Em aplicações de tração elétrica, essa abordagem é particularmente atrativa por reduzir custo, complexidade de montagem, espaço ocupado no eixo do motor e pontos potenciais de falha associados ao chicote de sinais e ao próprio sensor mecânico (Vas, 1998; Bose, 2002).

No caso de máquinas de indução trifásicas, a operação *sensorless* apresenta desafios específicos, relacionados principalmente à necessidade de estimar o fluxo do rotor e o escorregamento a partir de grandezas medidas no estator. Em velocidades médias e elevadas, métodos baseados em modelos de tensão (*voltage-model observers*) tendem a apresentar bom desempenho, ao passo que, em baixas velocidades, erros de modelagem e a influência da resistência do estator tornam necessária a adoção de observadores mais sofisticados, como observadores de fluxo em coordenadas dq , filtros de Kalman, observadores em modos deslizantes e abordagens baseadas em modelos reduzidos (Holtz, 2002; Vas, 1998).

De forma geral, a estimação de ângulo elétrico e velocidade em máquinas de indução pode ser realizada a partir de dois blocos conceituais principais:

- um *observador de fluxos*, responsável por reconstruir o vetor de fluxo (tipicamente o fluxo do rotor) no referencial síncrono, utilizando as correntes medidas, as tensões de referência aplicadas ao estator e os parâmetros elétricos da máquina (resistências e indutâncias);
- um *estimador de velocidade*, que utiliza o fluxo estimado e as correntes de estator para calcular o escorregamento e, a partir disso, obter a velocidade elétrica e mecânica do rotor.

Quando o referencial síncrono do controle vetorial é alinhado com o fluxo estimado,

o ângulo elétrico utilizado nas transformadas de Park é fornecido diretamente pelo observador, viabilizando a implementação de FOC *sensorless*. O desempenho dessa estratégia depende fortemente da acurácia dos parâmetros da máquina, da qualidade das medições de corrente e tensão e do tratamento adequado de efeitos não ideais, como saturação magnética, variações térmicas de resistência e presença de ruído de comutação.

Na prática, a complexidade de implementação de esquemas *sensorless* avançados motivou o desenvolvimento de bibliotecas comerciais que encapsulam observadores de fluxo e estimadores de velocidade otimizados para plataformas específicas. Como mencionado anteriormente, a biblioteca InstaSPIN-FOC, da Texas Instruments, incorpora o estimador FAST (*Flux, Angle, Speed, Torque*), que, a partir das correntes e tensões de fase medidas e da tensão de barramento, bem como de um conjunto reduzido de parâmetros da máquina, fornece em tempo real o vetor de fluxo, o ângulo elétrico, a velocidade e o torque estimado (Texas Instruments, 2013).

A integração de estimadores como o FAST ao laço de controle vetorial simplifica a adoção de FOC *sensorless* em aplicações industriais e automotivas, uma vez que o desenvolvedor passa a interagir com uma interface de alto nível baseada em grandezas já no referencial dq (correntes, fluxo e torque) e referências de torque ou velocidade. No entanto, mesmo nessas soluções, permanece essencial compreender as limitações inerentes à operação *sensorless* em baixas velocidades, a sensibilidade a variações de parâmetros e a necessidade de validação experimental cuidadosa em toda a faixa de operação do acionamento.

2.7 SIMULAÇÃO EM TEMPO REAL E *HARDWARE-IN-THE-LOOP* (HIL)

A simulação *hardware-in-the-loop* (HIL) é uma metodologia amplamente utilizada no desenvolvimento, teste e validação de sistemas de controle embarcados complexos, em especial em aplicações automotivas e de eletrônica de potência (Mihalič; Truntič; Hren, 2022). A ideia central consiste em fechar o elo de realimentação entre o *hardware* de controle real (microcontrolador, *firmware* e interfaces de entrada e saída) e um modelo em tempo real da planta a ser controlada (por exemplo, motor elétrico, inversor e banco de baterias). O controlador “enxerga” o simulador como se estivesse conectado a um protótipo físico, permitindo exercitar estratégias de controle, proteção e comunicação sob ampla gama de condições operacionais em ambiente seguro e reproduzível.

2.7.1 Conceitos gerais de simulação HIL

Em um fluxo de desenvolvimento típico, a simulação HIL complementa estágios anteriores de simulação fora de tempo real, como *model-in-the-loop* (MiL) e *software-in-the-loop* (SiL), nos quais controlador e planta são executados em ambiente de simulação convencional. A principal diferença da abordagem HIL é a presença do controlador físico

conectado a um simulador em tempo real capaz de integrar, em passo fixo, o modelo da planta com restrições rígidas de tempo de execução (Mihalič; Truntič; Hren, 2022).

A cada passo de simulação T_{rt} , o simulador calcula as grandezas de saída da planta (correntes, tensões, velocidades, posições, etc.) e as converte em sinais analógicos, digitais ou de comunicação enviados ao controlador. Este executa o algoritmo de controle e retorna sinais de comando (referências de tensão, sinais de PWM ou mensagens CAN), que são utilizados como entradas no passo seguinte. O fechamento desse elo em tempo real garante a presença de atrasos de conversão, tempos de amostragem, saturações e não linearidades das interfaces de forma semelhante à de um protótipo físico.

Do ponto de vista da arquitetura, distinguem-se:

- *Controller-HIL* (C-HIL), em que apenas o controlador eletrônico é físico e toda a planta de potência é simulada em tempo real;
- *Power-HIL* (P-HIL), em que parte do estágio de potência é real e interage com fontes ou cargas emuladas em tempo real, exigindo amplificadores de potência bidirecionais e técnicas adicionais de compensação de atraso.

O presente trabalho adota exclusivamente uma abordagem C-HIL, na qual o inversor é representado por um modelo detalhado no simulador em tempo real, enquanto o *firmware* de controle roda no microcontrolador utilizado no veículo.

2.7.2 Aplicação de HIL em acionamentos de tração elétrica

Em sistemas de tração elétrica, a simulação HIL permite testar o controlador do inversor em cenários que seriam difíceis, caros ou potencialmente perigosos de reproduzir em bancada ou em veículo real. Entre os exemplos, destacam-se:

- partidas repetitivas com altos picos de corrente, frenagens regenerativas bruscas e variações rápidas de torque;
- falhas de sensores ou de comunicação (por exemplo, leituras inconsistentes de corrente/tensão);
- condições extremas de tensão do barramento, escorregamento elevado da máquina de indução ou saturação do fluxo;
- injeção de falhas paramétricas (variação de resistência, indutância, inércia, atrito) para avaliar a robustez dos algoritmos de controle e das proteções.

Esses cenários podem ser executados de forma sistemática e reproduzível, com registro de variáveis internas do modelo e do controlador, permitindo análises de correlação entre simulação e ensaios físicos (Uralde et al., 2023). Em linha com boas práticas de desenvolvimento de acionamentos elétricos, este trabalho emprega um fluxo em estágios

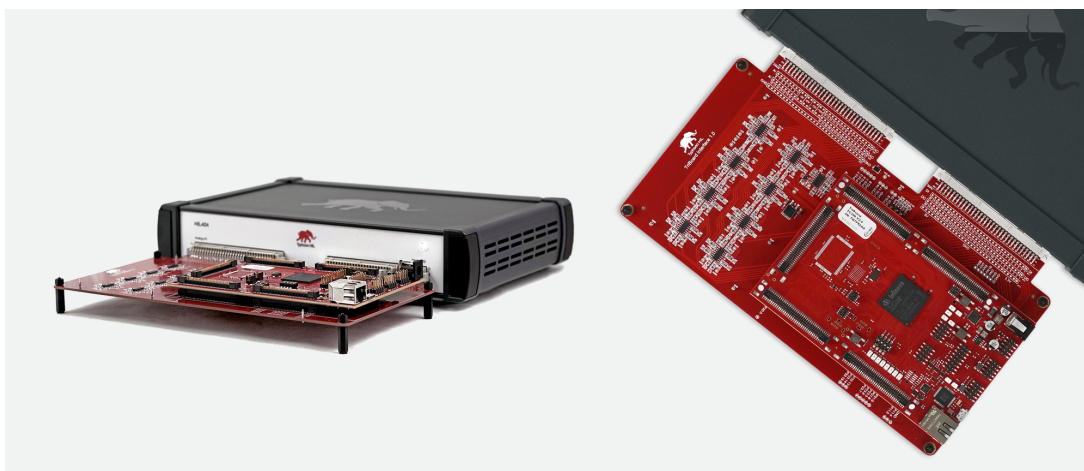
HIL → bancada → veículo, no qual controle e proteções são inicialmente exercitados no simulador em tempo real, depois verificados em ensaios de baixa potência em bancada e, por fim, validados em testes de pista com o veículo completo (Uralde et al., 2023; Mihalič; Truntič; Hren, 2022).

Na literatura recente, diversas aplicações de HIL em acionamentos para veículos elétricos têm sido relatadas, incluindo validação de estratégias de controle preditivo e vetorial para máquinas de indução e síncronas de ímãs permanentes (Uralde et al., 2023; Moldovan et al., 2021). Esses trabalhos reforçam o papel do HIL como ferramenta para desenvolvimento, redução de risco técnico, otimização do tempo de calibração e aumento da confiabilidade dos sistemas desenvolvidos.

2.7.3 Plataforma de simulação em tempo real utilizada

Para os ensaios HIL deste trabalho, foi utilizada a família de simuladores em tempo real Typhoon HIL, em particular os modelos HIL402 e HIL404, em conjunto com placas de interface dedicadas para conexão a microcontroladores de controle de motores. Esses equipamentos integram *hardware* de processamento em tempo real com conversores analógicos e digitais, entradas e saídas digitais configuráveis e interfaces de comunicação, permitindo a execução de modelos detalhados de eletrônica de potência e máquinas elétricas com passos de simulação na ordem de microssegundos (Typhoon HIL, 2024).

Figura 8 – Exemplo de configuração de *controller hardware-in-the-loop* (C-HIL) utilizando um simulador Typhoon HIL404 e uma placa de interface para microcontrolador.



Fonte: Typhoon HIL (2024).

2.8 TRABALHOS RELACIONADOS

O desenvolvimento de inversores de tração dedicados é um tema recorrente em equipes de Formula SAE, com diferentes prioridades de projeto e tecnologias adotadas.

Em Wisconsin Racing Formula SAE Team (2020), a equipe Wisconsin Racing descreve um inversor com 4 canais, totalizando 120 kW de potência e voltado a uma arquitetura com quatro motores, com ênfase em alta densidade de potência e eficiência de empacotamento para aplicação em veículo de competição estudantil. Já Stella, Pellegrino e Armando (2020) apresentam um inversor trifásico em tecnologia SiC para um veículo Formula SAE Elétrico, incorporando estimação em tempo real da temperatura de junção de todos os MOSFETs. Esse trabalho evidencia a importância do monitoramento térmico detalhado em inversores desenvolvidos por equipes estudantis, especialmente em contextos em que o projeto do estágio de potência também é de responsabilidade dos alunos.

Além do contexto de Formula SAE, a literatura recente em eletrônica de potência automotiva estabelece referências quantitativas de densidade de potência e robustez térmica para inversores de tração. Em Zhang et al. (2018), é apresentado um inversor de 100 kW baseado em dispositivos SiC com densidade de potência em torno de 34 kW/L, demonstrando operação em ambientes severos e destacando o potencial dessa tecnologia para compactação em veículos elétricos. De forma ainda mais agressiva, Su et al. (2023) introduzem uma arquitetura de invólucro segmentado que ultrapassa 100 kW/L em menos de um litro de volume total, apontando para soluções altamente integradas e otimizadas termicamente. Em termos de operação em temperatura elevada, Wrzecionko, Bortis e Kolar (2014) demonstram um inversor automotivo forçado a ar, baseado em dispositivos SiC JFET normalmente bloqueados, capaz de operar em ambiente a 120 °C, reforçando a viabilidade de estratégias de refrigeração simplificadas quando combinadas com dispositivos de banda larga.

Do ponto de vista de controle, o presente trabalho adota técnicas consolidadas na área de acionamentos de máquinas de corrente alternada. O controle vetorial orientado a campo (FOC) permanece como arcabouço padrão para acionamentos de alto desempenho, remontando à formulação original de orientação de campo proposta por Blaschke, que estabelece a separação entre controle de fluxo e de torque em coordenadas síncronas (Blaschke, 1972). No que se refere à modulação, a relação entre técnicas baseadas em portadora e a modulação por vetor espacial (SVM) é amplamente discutida na literatura; Zhou e Wang (2002) apresentam uma análise abrangente que mostra a equivalência entre SVPWM e modulação senoidal com injeção de componente de sequência zero, fundamentando as decisões de projeto de moduladores empregadas em inversores trifásicos modernos.

Em síntese, os trabalhos citados exploram soluções de inversores com alta densidade de potência, tecnologias semicondutoras avançadas (SiC) e recursos sofisticados de monitoramento térmico, além de se apoiarem em estratégias de controle vetorial e modulação bem estabelecidas. Inserido nesse contexto, o inversor desenvolvido neste trabalho busca oferecer uma solução robusta e de menor custo, baseada em IGBTs convencionais e máquina de indução trifásica, validada por meio de um fluxo estruturado de HIL–bancada–veículo. Dessa forma, o projeto fornece uma alternativa prática para equipes de Formula SAE

Elétrico que enfrentam restrições de orçamento e recursos, ao mesmo tempo em que se apoia em técnicas de controle e validação alinhadas ao estado da arte.

3 DESENVOLVIMENTO DO INVERSOR DE TRAÇÃO

Este capítulo descreve o desenvolvimento do inversor de tração trifásico projetado para o veículo Formula SAE Elétrico da equipe Ampera Racing, abrangendo as duas iterações do projeto realizadas ao longo deste trabalho. Com base nos conceitos apresentados no Capítulo 2, são detalhadas as especificações e requisitos do sistema de tração, a arquitetura geral do inversor e as principais decisões de projeto relacionadas ao estágio de potência, à eletrônica de controle, ao *firmware* e às interfaces de comunicação com o restante do *powertrain*.

Inicialmente, são apresentados os requisitos elétricos, mecânicos e de integração impostos pelo veículo e pelo regulamento da competição, que orientam as escolhas de topologia, dispositivos semicondutores e estratégias de controle. Em seguida, são discutidos o dimensionamento e a implementação do estágio de potência, incluindo o uso de módulos IGBT convencionais, o projeto do barramento CC e os aspectos térmicos. Na sequência, é descrita a arquitetura da eletrônica de controle, baseada em um microcontrolador da família C2000 da Texas Instruments, bem como as fontes auxiliares, circuitos de interface e de segurança.

O capítulo também apresenta a estrutura do *firmware* responsável pela implementação do controle vetorial orientado a campo com operação *sensorless*, da modulação por vetor espacial e das rotinas de proteção e gerenciamento de falhas. Por fim, são discutidas as interfaces de comunicação via CAN e a integração do inversor com os demais sistemas do veículo, preparando o terreno para o capítulo seguinte, no qual são apresentados os resultados de validação em ambiente HIL, em bancada e em testes de pista.

3.1 ESPECIFICAÇÕES E REQUISITOS DO SISTEMA

O dimensionamento do inversor desenvolvido neste trabalho parte dos requisitos do sistema de tração do veículo Formula SAE Elétrico da equipe Ampera Racing. O conjunto é composto por um acumulador de alta tensão, um inversor de tração trifásico e uma máquina de indução trifásica de quatro polos, conectada ao eixo traseiro por meio de transmissão por corrente. Em ambas as gerações do projeto é utilizado um único motor traseiro; na primeira geração, o veículo operava com o eixo traseiro bloqueado (sem diferencial), enquanto na segunda geração foi adotado um diferencial mecânico, mantendo a mesma arquitetura básica de tração.

3.1.1 Especificações da máquina de tração

A máquina de tração utilizada é um motor de indução trifásico (ACIM) de quatro polos, projetado sob medida para aplicação em veículo de competição estudantil. As especificações finais de catálogo, após ajustes decorrentes da fase inicial de desenvolvimento,

são resumidas a seguir:

- **Potência nominal:** 11 kW (pico de 28 kW);
- **Torque nominal:** 34,85 N m (pico de 94 N m);
- **Velocidade nominal:** 3000 rpm (máxima de 6000 rpm);
- **Tensão CA (fase–fase):** 102 V nominal;
- **Rendimento máximo:** 86,6% na carga nominal, com fator de potência $FP \approx 0,54$.

Esses valores estabelecem a ordem de grandeza de torque e potência que o inversor deve ser capaz de fornecer à máquina, respeitando simultaneamente os limites de tensão e corrente dos dispositivos semicondutores e do próprio motor. Em provas de curta duração, como aceleração e trechos de alta demanda no *autocross*, a potência de pico é explorada por alguns segundos; já em provas de resistência (*endurance*), a potência média na tração situa-se tipicamente na faixa de 7–10 kW, o que influencia diretamente o dimensionamento térmico e a estratégia de gerenciamento de energia do veículo.

A frequência elétrica síncrona f_{sync} associada à velocidade mecânica do rotor pode ser calculada, para uma máquina de p polos, por

$$f_{\text{sync}} = \frac{n_{\text{mec}} p}{120}, \quad (42)$$

em que n_{mec} é a velocidade mecânica em rpm. Para a velocidade máxima de 6000 rpm e $p = 4$, obtém-se $f_{\text{sync}} \approx 200$ Hz. Considerando o escorregamento típico de máquinas de indução, a frequência elétrica efetiva torna-se ligeiramente superior à síncrona, podendo ser aproximada por

$$f_e = f_{\text{sync}} (1 + s), \quad (43)$$

em que s é o escorregamento. No caso em estudo, essa relação é consistente com a frequência máxima de aproximadamente 206 Hz indicada na documentação do motor, fornecendo uma referência direta para o projeto do inversor e para a escolha da frequência de comutação.

3.1.2 Requisitos do acumulador e do inversor

O acumulador de alta tensão do veículo apresenta tensão nominal de aproximadamente 144 V, com tensão máxima próxima de 164 V quando totalmente carregado. Com base nesse valor e na necessidade de margem de segurança para seleção de dispositivos, isolamento e coordenação de proteções, o limite de tensão de operação do inversor foi especificado em 200 V. Esse valor orienta a faixa de operação do barramento CC utilizada em veículo; entretanto, diversos componentes críticos do estágio de potência e das cadeias de medição foram dimensionados para tensões superiores, de forma a permitir, em uma eventual evolução futura do *powertrain*, o aumento da tensão do barramento com modificações

pontuais em elementos de adaptação, como divisores resistivos de tensão e parâmetros de escalonamento no controle.

A potência máxima de entrada do inversor foi definida em cerca de 40 kW, incorporando margem em relação à potência de pico da máquina (28 kW) para acomodar perdas no estágio de potência, variações de condições de operação e incertezas associadas ao modelo térmico. A escolha por dispositivos IGBT de silício, em vez de tecnologias de banda larga como SiC, reflete um compromisso entre custo, disponibilidade de componentes e complexidade de projeto, alinhado às restrições típicas de equipes estudantis.

A frequência de comutação foi especificada em 10 kHz, atendendo a requisitos concorrentes:

- manter a ondulação de corrente no estator em níveis compatíveis com o controle vetorial e com as especificações da máquina;
- limitar as perdas de comutação nos IGBTs a valores aceitáveis para o sistema de arrefecimento ativo disponível;
- afastar o espectro de comutação de faixas de frequência associadas a interferência eletromagnética (EMI) em outros sistemas eletrônicos do veículo, problema observado em configurações anteriores com frequências de chaveamento mais baixas;
- garantir boa resolução para síntese de formas de onda de tensão, operando com uma frequência de chaveamento significativamente superior à frequência elétrica máxima da máquina.

No caso em estudo, a relação entre a frequência de comutação (10 kHz) e a frequência elétrica máxima da máquina (cerca de 200 Hz) é de aproximadamente 50:1, isto é, mais de uma década de diferença. Essa margem contribui para reduzir harmônicos de baixa ordem na tensão gerada e facilitar o atendimento aos requisitos de qualidade de corrente impostos pelo controle vetorial orientado a campo, sem penalizar excessivamente as perdas de comutação.

Além do barramento de alta tensão, o inversor é alimentado por um sistema de baixa tensão de 12 V responsável por suprir a eletrônica de controle, circuitos auxiliares, *gate drivers* e interfaces de comunicação. A compatibilidade com a arquitetura elétrica do veículo exige que o consumo de potência em baixa tensão e os níveis de ruído conduzido sejam compatíveis com os demais módulos eletrônicos embarcados.

3.1.3 Requisitos de controle e modos de operação

Do ponto de vista de controle, o inversor foi especificado para operar com controle vetorial orientado a campo (FOC) aplicado à máquina de indução, em regime *sensorless*, em toda a faixa de operação relevante de velocidade. Em particular, o regulamento da

Formula SAE impõe que o veículo não apresente movimentações involuntárias quando a posição do pedal está em zero, o que exige que a estratégia de controle mantenha o motor em condição estável tanto em baixas velocidades quanto em operação próxima à velocidade máxima.

Foram definidos três modos principais de operação do controle:

- **Modo de controle por torque:** modo predominante durante a condução pelo piloto, em que a posição do pedal de aceleração é traduzida em uma referência de torque, posteriormente convertida em referência de corrente de eixo q .
- **Modo de controle por velocidade:** utilizado em testes de bancada, no ambiente HIL e, sobretudo, no modo de operação autônoma (*driverless*), em que o controlador superior do veículo fornece referências de velocidade e taxas de aceleração. Nesse modo, uma malha externa de velocidade ajusta a referência de torque de forma a seguir o perfil de velocidade especificado;
- **Frenagem regenerativa:** inicialmente implementada de forma booleana, como requisito interno da equipe, com possibilidade de ajuste da intensidade de regeneração e espaço para futura implementação de perfis dinâmicos. A prioridade é maximizar a energia recuperada dentro dos limites de dirigibilidade e de capacidade do acumulador.

A importância da frenagem regenerativa em aplicações de competição é ilustrada por categorias de referência como a Fórmula E: nos carros da geração mais recente, estima-se que a frenagem regenerativa responda por uma fração significativa da energia utilizada em uma prova, chegando a valores próximos a 40–50% do total de energia consumida (FIA Formula E, 2025). Embora o veículo em estudo opere em um patamar de potência e energia muito inferior ao de um monoposto de Fórmula E, esse resultado evidencia o potencial impacto da estratégia de regeneração na autonomia e no desempenho global do sistema de tração, motivando a inclusão desse modo de operação já nesta primeira implementação do inversor.

3.1.4 Requisitos de comunicação e integração

A integração do inversor com o restante do *powertrain* é realizada por meio de um barramento CAN, compartilhado com a unidade de controle eletrônico (*Electronic Control Unit*, ECU), o sistema de gerenciamento de baterias (*Battery Management System*, BMS) e outros módulos eletrônicos. Do ponto de vista de requisitos, o inversor deve ser capaz de:

- receber referências de torque ou velocidade enviadas pela ECU, bem como comandos de habilitação e desabilitação do estágio de potência;

- receber limites dinâmicos de corrente e potência fornecidos pelo BMS, de modo a respeitar a capacidade instantânea do acumulador;
- transmitir informações de telemetria, incluindo correntes, tensões, temperaturas, estado interno da máquina de estados do *firmware* e códigos de falha, em períodos compatíveis com as necessidades de controle e de registro de dados.

3.1.5 Condições ambientais e requisitos térmicos

As condições ambientais de projeto foram definidas com base em edições anteriores da competição Fórmula SAE Brasil, em que temperaturas ambientes na faixa de 30–35 °C são comuns durante os eventos dinâmicos. Para fins de dimensionamento térmico, foi adotada temperatura ambiente de 40 °C como cenário de referência, de modo a avaliar o desempenho do inversor em condições representativas de operação em pista.

3.1.6 Requisitos regulatórios da Formula SAE aplicados ao inversor

Além dos requisitos elétricos e de desempenho definidos internamente pela equipe, o projeto do inversor deve atender às restrições impostas pelo regulamento da Formula SAE para veículos elétricos, em especial às regras gerais e ao suplemento específico para a categoria elétrica (SAE International, 2024a, 2024b). A seguir são destacados os pontos mais relevantes para o projeto do conversor, com ênfase em limites de tensão e potência, separação entre sistemas de alta e baixa tensão e requisitos de segurança que impactam diretamente a arquitetura e o *layout* do inversor.

3.1.6.1 Limites de tensão e potência do sistema de tração

O regulamento estabelece limites globais para o sistema de tração (*tractive system*, TS): a tensão máxima entre quaisquer dois pontos do TS não pode exceder 600 V CC e a potência máxima fornecida pelo acumulador ao sistema de tração é limitada a 80 kW (SAE International, 2024b). Na prática, isso significa que todos os componentes do inversor (módulos de potência, barramento CC, sensores e conectores) devem ser especificados para uma tensão de trabalho compatível com o sistema projetado, mas nunca superior a esse limite.

No caso deste trabalho, o sistema foi dimensionado para operar em torno de 144 V nominais, com limite de 200 V no barramento CC, bem abaixo do limite regulamentar. Isso simplifica o atendimento a diversas exigências de isolamento e coordenação de proteções, ainda que as regras de espaçamento e separação entre TS e GLV permaneçam válidas.

3.1.6.2 Separação entre sistema de tração e sistema de baixa tensão

O regulamento distingue claramente dois domínios elétricos (SAE International, 2024b):

- o **sistema de tração** (*tractive system*, TS), que engloba acumulador de alta tensão, inversor, motor e demais componentes diretamente ligados ao fornecimento de potência de tração;
- o **sistema de baixa tensão aterrado** (*grounded low voltage*, GLV), que abrange todos os circuitos com tensão igual ou inferior a 60 V CC (ou 25 V CA_{RMS}), incluindo a eletrônica de controle, sensores, atuadores auxiliares e interfaces homem-máquina.

De forma geral, as regras exigem que:

- não exista nenhuma conexão elétrica intencional entre o TS e o chassi (o TS deve ser completamente isolado da estrutura metálica);
- o sistema de baixa tensão seja referenciado ao chassi, mas permaneça galvanicamente isolado do TS;
- toda interação entre TS e GLV seja feita por meio de barreiras de isolamento galvânica, como fontes CC-CC isoladas, *gate drivers* isolados, amplificadores/sensores isolados e transceptores CAN isolados (SAE International, 2024b).

Para o inversor, isso se traduz em requisitos diretos sobre o *layout* das placas e a arquitetura da eletrônica de controle:

- manter separação física adequada entre regiões de alta tensão (barramento CC e terminais do motor) e regiões de baixa tensão (GLV), respeitando distâncias mínimas de isolamento e de escoamento;
- garantir que sinais que cruzam a fronteira TS/GLV, como medições de corrente/tensão, comandos de disparo das chaves e comunicação com o microcontrolador, passem sempre por elementos de isolamento galvânica;
- evitar compartilhamento de conectores ou chicotes entre condutores TS e GLV, salvo quando houver barreiras físicas e isolamento adequadas (SAE International, 2024b).

3.1.6.3 Circuito de desligamento e descarregamento do sistema de tração

O regulamento define um **circuito de desligamento** (*shutdown circuit*) que deve ser capaz de desenergizar o sistema de tração de forma rápida e segura em uma série de condições de falha, como acionamento de botões de emergência, atuação do sensor de sobrecurso do pedal de freio (BOTS), falhas detectadas pelo BMS ou pelo dispositivo de monitoramento de isolamento (IMD) e abertura do interruptor mestre do sistema de tração (TSMS) (SAE International, 2024a, 2024b).

Quando o circuito de desligamento é interrompido, os relés de isolamento do acumulador (*Accumulator Isolation Relays*, AIRs) devem abrir e o inversor deve cessar imediatamente a condução de corrente para o motor. Além disso, a tensão do sistema de tração

deve ser reduzida abaixo de um valor seguro (tipicamente 30–60 V CC, dependendo da edição do regulamento) em poucos segundos após o desligamento, o que é verificado por meio de pontos de medição dedicados (SAE International, 2024b). Isso impõe ao inversor requisitos específicos de:

- compatibilidade com o circuito de descarga (*bleeder* do barramento CC), garantindo que os capacitores do barramento possam ser descarregados com rapidez e segurança após a abertura dos AIRs;
- *interlocks* internos que impeçam qualquer tentativa de acionamento das chaves de potência enquanto o circuito de desligamento não estiver íntegro.

3.1.6.4 Proteções, medições e layout de alta tensão

O regulamento também define um conjunto de práticas de segurança que se refletem diretamente no projeto do inversor (SAE International, 2024b):

- todos os componentes do sistema de tração, como fios, conectores, capacitores, sensores de tensão e corrente, e o próprio módulo de potência, devem ser especificados para a tensão máxima do sistema;
- nenhuma parte condutiva do TS pode ser acessível ao toque, mesmo com ferramentas pequenas, exigindo carcaças e coberturas adequadas;
- em trechos de alta corrente, conexões soldadas na trilha principal são desencorajadas, preferindo-se barramentos rígidos, conexões aparafusadas ou cabos crimpados;
- quando TS e GLV compartilham a mesma placa de circuito impresso, devem ser respeitados espaçamentos mínimos entre sinais TS/TS e TS/GLV, tanto *por ar* (isolação) quanto *sobre superfície* (escoamento), isso pode ser visto na Tabela 2.

Tabela 2 – Espaçamentos mínimos entre áreas/trilhas de TS e GLV em PCBs, quando ambos estão na mesma placa de circuito impresso.

Tensão CC do TS	Sobre superfície	Pelo ar (corte na placa)	Com <i>conformal coating</i>
0–50 V	1,6 mm	1,6 mm	1,0 mm
50–150 V	6,4 mm	3,2 mm	2,0 mm
150–300 V	9,5 mm	6,4 mm	3,0 mm
300–600 V	12,7 mm	9,5 mm	4,0 mm

Fonte: Adaptado de SAE International (2024b), seção EV.6.5.7.

3.1.7 Resumo dos requisitos principais

Os principais requisitos externos adotados para o projeto do inversor são resumidos na Tabela 3. Esses valores guiam as decisões de projeto apresentadas nas seções seguintes e são comuns às duas gerações do inversor desenvolvidas, ainda que a segunda geração incorpore melhorias em confiabilidade, integração mecânica e gerenciamento térmico com base nas lições aprendidas com a primeira iteração.

Tabela 3 – Requisitos principais do sistema de tração e do inversor.

Parâmetro	Valor especificado
Tensão nominal do acumulador de alta tensão	144 V (tensão máxima \approx 164 V)
Tensão máxima de operação do inversor (barramento CC)	200 V
Potência nominal do motor	11 kW
Potência de pico do motor	28 kW (pico por alguns segundos)
Potência máxima de entrada do inversor (projeto)	40 kW (incluindo margem)
Velocidade nominal / máxima do motor	3000 / 6000 rpm
Tensão CA fase-fase nominal do motor	102 V
Rendimento máximo do motor	86,6% (FP \approx 0,54)
Frequência elétrica máxima (aprox.)	200–206 Hz
Frequência de comutação do inversor	10 kHz
Tecnologia de chaveamento	IGBTs de silício
Tensão do sistema de baixa tensão	12 V
Temperatura ambiente de projeto	40 °C
Modos de controle	Controle por torque, controle por velocidade e frenagem regenerativa

Fonte: Elaborado pelo autor a partir das especificações do motor e do acumulador.

3.2 ESTÁGIO DE POTÊNCIA

Nesta seção são descritos os principais elementos do estágio de potência: os módulos IGBT, o barramento CC e seu sistema de descarga, os capacitores do elo CC e o sistema de arrefecimento baseado em *cold plate*.

3.2.1 Topologia e módulo de potência

O inversor adota uma topologia de conversor de tensão trifásico a dois níveis, implementada a partir de três módulos IGBT do tipo FF400R12KE3, da Infineon. Cada módulo integra duas chaves IGBT com diodos antiparalelo, formando uma meia ponte, de modo que a associação de três módulos permite compor o inversor trifásico completo. As principais características elétricas do dispositivo incluem tensão máxima coletor-emissor $V_{CES} = 1200$ V, corrente nominal de coletor da ordem de 400 A e temperatura máxima de junção típica de 150 °C, fornecendo ampla margem em relação à tensão de barramento de 200 V e às correntes requeridas pela aplicação. Ressalta-se que a especificação de $V_{CES} =$

1200 V é superdimensionada para a tensão de barramento adotada. Essa escolha decorreu da disponibilidade do componente cedido pela Infineon no momento do desenvolvimento, mantendo-se, contudo, compatibilidade com os demais requisitos elétricos e térmicos da aplicação.

A escolha desse módulo foi motivada, além das características elétricas, pela praticidade de montagem e de conexão de potência: os terminais CC e AC são acessados por meio de barras aparafusadas, o que simplifica a conexão de barramentos de cobre e cabos de potência, reduz a resistência de contato e melhora a repetibilidade mecânica entre gerações do projeto. A Figura 9 ilustra os módulos IGBT, o capacitor principal do elo CC e a *cold plate* utilizados no estágio de potência.

Figura 9 – Componentes principais do estágio de potência.



Fonte: Elaborado pelo autor.

O caminho de potência é estabelecido por dois cabos provenientes do sistema de tração ($TS+$ e $TS-$), que entram no invólucro do inversor e são conectados a um barramento de cobre de 3 mm de espessura. Esse barramento faz a interface entre a entrada de alta tensão, o capacitor do elo CC e os terminais CC dos módulos IGBT, reduzindo a indutância de comutação e concentrando as conexões de potência em um conjunto aparafusado de fácil inspeção e manutenção.

3.2.2 Capacitor do elo CC e sistema de descarga

O capacitor do elo CC desempenha papel central na estabilização da tensão intermediária do inversor e na limitação da ondulação de corrente, fatores diretamente relacionados às perdas de comutação e à interferência eletromagnética. A ondulação de

corrente no elo CC pode ser aproximada por (Salcone; Bond, 2009)

$$\Delta i = \frac{0,5 \cdot V_{\text{bus}}}{f_s \cdot L}, \quad (44)$$

enquanto a ondulação de tensão associada pode ser estimada por

$$\Delta v = \frac{V_{\text{bus}}}{32 \cdot L \cdot C \cdot f_s^2}, \quad (45)$$

em que V_{bus} é a tensão de barramento, f_s é a frequência de comutação, L representa a indutância equivalente vista pelo inversor e C é a capacitância total do elo CC.

Com base nessas relações, foi selecionado um capacitor de filme da série EPCOS B25631A0, escolhido por sua elevada capacitância específica, baixa resistência série equivalente (ESR) e capacidade de condução de corrente de ripple compatível com o perfil de operação do inversor. Em complemento, foi adicionado um capacitor eletrolítico de alta capacitância, de forma a aumentar a capacitância total para aproximadamente 3,5 mF, e cada módulo IGBT recebeu um capacitor *snubber* dedicado, conectado próximo aos terminais de potência. Essa combinação proporciona corrente de alta frequência (capacitor de filme e *snubbers*) e filtragem de baixa frequência (capacitor eletrolítico), limitando a ondulação de tensão do barramento e o estresse térmico sobre os dispositivos de potência.

Para atender aos requisitos de segurança do regulamento da Formula SAE, o elo CC incorpora um sistema de descarga dedicado, implementado em uma placa separada localizada dentro do invólucro do inversor. Esse sistema é conectado diretamente ao barramento CC por meio de resistores de aproximadamente 165 Ω , dimensionados para descarregar a energia armazenada no elo CC até níveis seguros em poucos segundos após a abertura dos relés de isolamento do acumulador. O acionamento do sistema de descarga é feito diretamente pelo circuito de *shutdown* do veículo, e não pelo *firmware* do inversor, garantindo que a descarga ocorra mesmo em cenários de falha da eletrônica de controle.

3.2.3 Sistema de arrefecimento e integração mecânica

A dissipação das perdas dos módulos IGBT é realizada por meio de uma *cold plate* de alumínio reaproveitada de um projeto anterior da equipe. Embora a documentação original do componente fosse limitada, o conjunto foi integrado em um circuito de arrefecimento a água composto por reservatório, bomba elétrica e radiador. A escolha por um sistema de arrefecimento ativo está alinhada com as condições de operação discutidas na Seção 3.1.5, em que o inversor pode operar sob temperaturas ambiente na faixa de 30–35 °C e ser submetido a demandas transitórias de potência próximas ao pico do sistema.

Para estimar as perdas térmicas nos dispositivos de potência em condição nominal, foram realizadas simulações com a ferramenta IPOSIM (*Infineon Power Simulation Tool*) da Infineon (AG, 2025) sob as condições resumidas na Tabela 4. Nessas condições, obteve-se como resultado típico perdas da ordem de 80 W por IGBT e 32,5 W por diodo, por

módulo, o que fornece uma estimativa de pior caso para o dimensionamento do sistema de arrefecimento.

Tabela 4 – Condições adotadas para a simulação térmica dos módulos IGBT.

Parâmetro	Valor
Algoritmo de modulação	SVM (modulação por vetor espacial)
Tensão do elo CC V_{DC}	144 V
Corrente de saída I_{out}	133 A _{rms}
Frequência elétrica	103 Hz
Frequência de comutação	10 kHz
Temperatura de referência da <i>cold plate</i>	40 °C

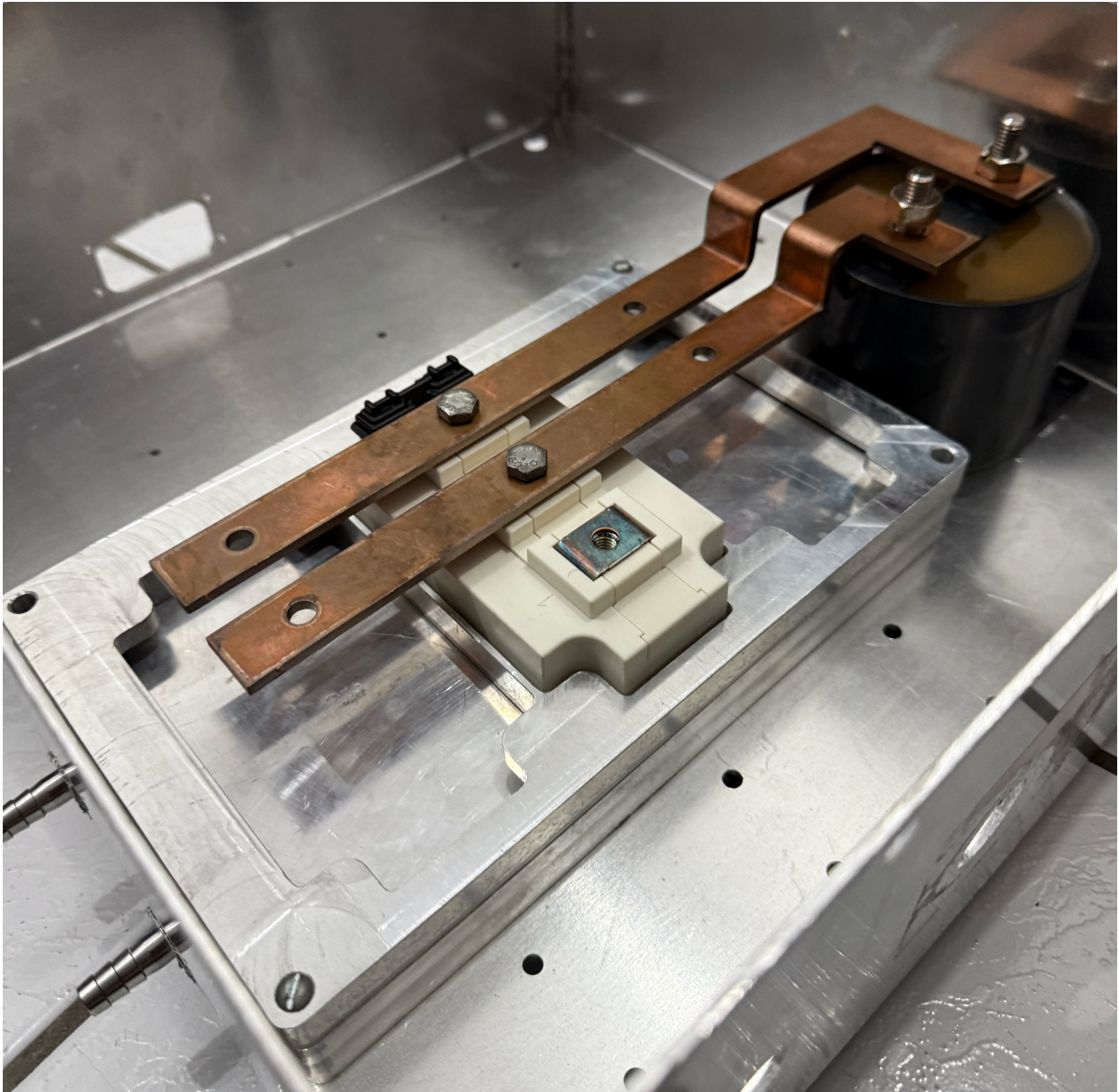
Fonte: Elaborado pelo autor a partir de simulações térmicas com ferramenta da Infineon.

Para verificar experimentalmente a capacidade de dissipação do radiador selecionado, foi realizado um ensaio em bancada utilizando um aquecedor resistivo submerso, ajustado para reproduzir a potência térmica total estimada em aproximadamente 650 W. Durante o teste, a temperatura do fluido atingiu regime permanente em torno de 47 °C após cerca de 17 minutos, para uma temperatura ambiente de 27 °C. Esses resultados indicam que o sistema de arrefecimento possui margem para lidar com as perdas esperadas em operação real, especialmente considerando que, nas provas de resistência da competição, o veículo raramente opera em condições de potência contínua nominal, apresentando perfis de carga variáveis com potência média entre 7 e 10 kW.

Do ponto de vista mecânico, cada módulo IGBT é montado sobre a *cold plate* por meio de um adaptador de alumínio usinado, que garante o contato térmico adequado (com aplicação de pasta térmica) e fornece superfície plana para a fixação dos parafusos de potência. O barramento de cobre e os capacitores do elo CC são instalados imediatamente acima dos módulos, formando um conjunto compacto que reduz a indutância do caminho de corrente e facilita a montagem. A Figura 10 mostra uma vista do estágio de potência, da segunda geração do inversor, parcialmente montado, destacando o barramento, um dos capacitores e a interface mecânica com a *cold plate*.

Entre a primeira e a segunda geração do projeto, o estágio de potência permaneceu compatível em termos de topologia e dispositivos utilizados, mas recebeu aprimoramentos significativos em termos de integração mecânica: o barramento de cobre passou a ser projetado em CAD e fabricado com geometrias mais reprodutíveis, em substituição a peças cortadas e dobradas manualmente, e o circuito de arrefecimento foi consolidado com um desempenho mais robusto.

Figura 10 – Montagem parcial do estágio de potência do inversor (segunda geração).



Fonte: Elaborado pelo autor.

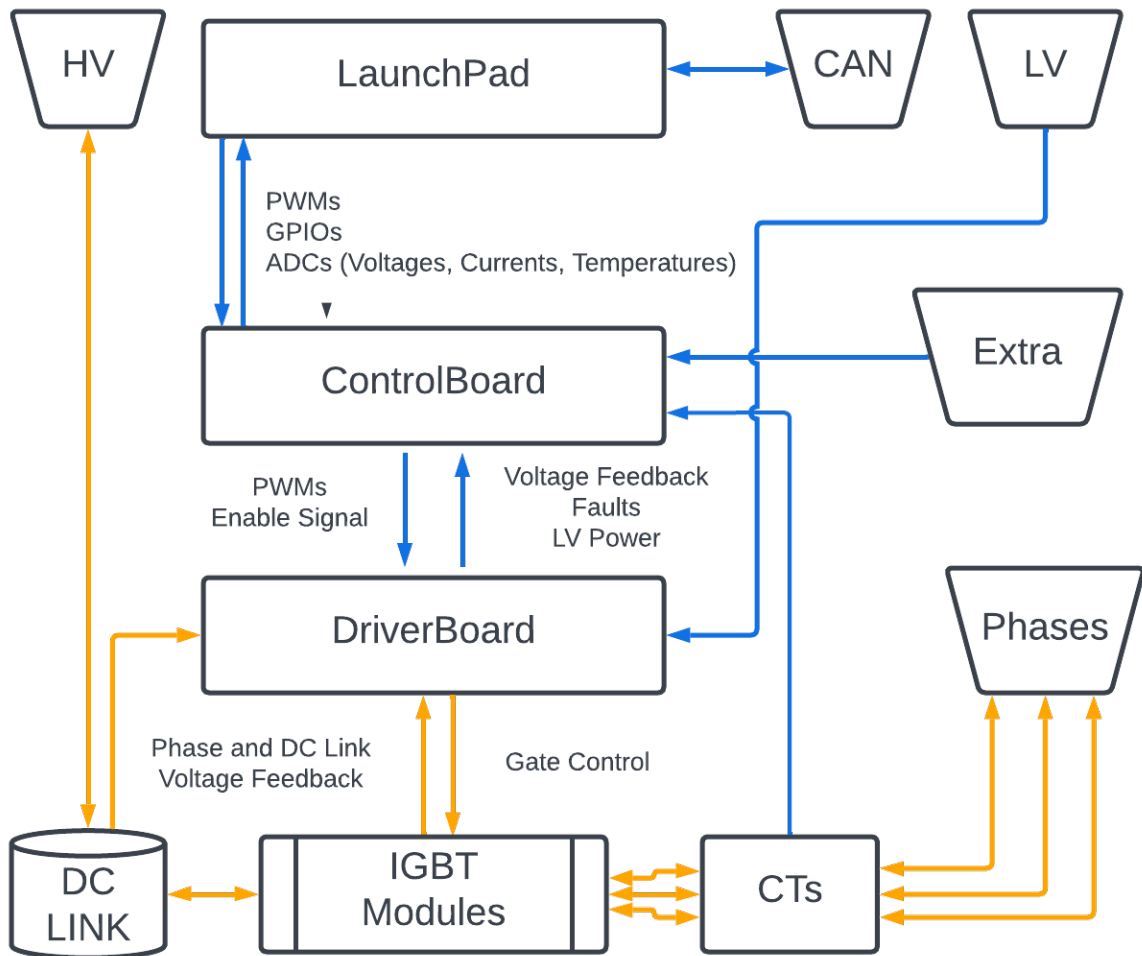
3.3 ELETRÔNICA DE CONTROLE E CIRCUITOS DE ACIONAMENTO

3.3.1 Plataforma de controle e arquitetura geral

Um dos princípios centrais adotados no projeto do inversor é a modularidade. Para facilitar testes, manutenção e futuras iterações, a eletrônica de controle foi dividida em blocos funcionais implementados em placas de circuito impresso dedicadas. A Figura 11 apresenta um diagrama de blocos da arquitetura de *hardware*, destacando a separação entre o domínio de baixa tensão (*grounded low voltage, GLV*) e o sistema de tração (*tractive system, TS*), bem como as principais interfaces com o veículo.

No diagrama, as setas em azul representam sinais e alimentação em baixa tensão (GLV), enquanto as setas em laranja indicam o caminho de potência e as medições associa-

Figura 11 – Diagrama de blocos da arquitetura do inversor.



Fonte: Elaborado pelo autor.

das ao sistema de tração (TS). Os blocos trapezoidais representam as principais interfaces do inversor com o restante do veículo: entrada de alta tensão proveniente do acumulador, alimentação de 12 V, comunicação CAN com a unidade de controle veicular, terminais trifásicos do motor e conectores reservados para futuras expansões (por exemplo, módulos de telemetria).

No centro da arquitetura está o *LaunchPad* LAUNCHXL-F28069M, que hospeda o microcontrolador TMS320F28069M da Texas Instruments. Esse módulo integra, em uma única placa, o depurador JTAG XDS100v2 e um transceptor CAN de 3,3 V (SN65HVD234D), simplificando a conexão com a rede CAN do veículo sem necessidade de interface adicional. O *LaunchPad* é conectado diretamente a uma placa desenvolvida neste trabalho, denominada *Control Board*, por meio de conectores tipo *header*, e todo o conjunto permanece alojado no interior da carcaça do inversor.

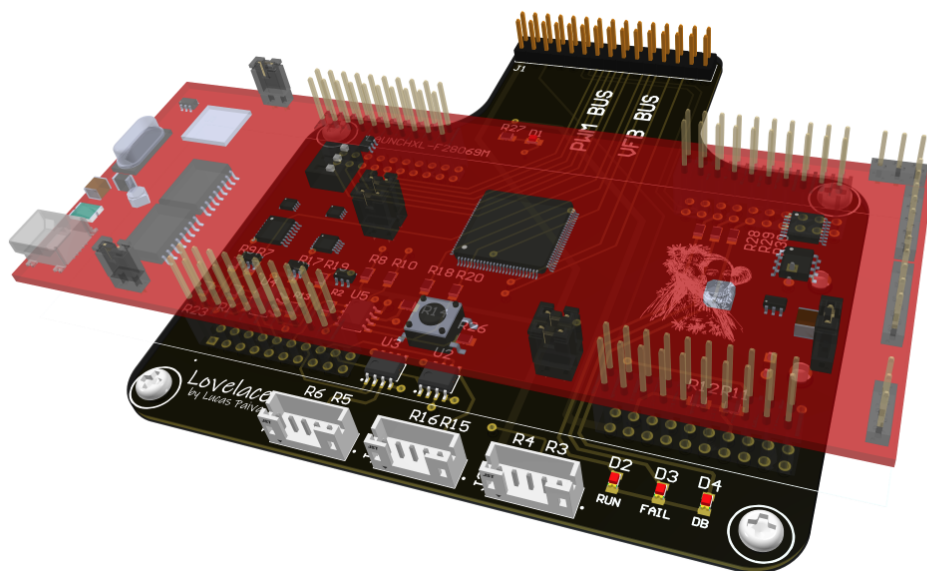
A *Control Board* é uma placa de circuito impresso projetada especificamente para este inversor, atuando como uma *carrier board* personalizada para o LAUNCHXL-

F28069M. Em linhas gerais, suas funções principais são:

- receber e acondicionar os sinais analógicos provenientes da *Driver Board* (tensões de fase, tensão de barramento CC e correntes de fase), convertendo-os para o intervalo de 0–3,3 V exigido pelos conversores A/D do microcontrolador;
- encaminhar os sinais de comando de PWM e o sinal de habilitação gerados pelo *LaunchPad* para a *Driver Board*;
- disponibilizar conexões para sensores de temperatura, sinais digitais de falha e LEDs de depuração, além de pontos de teste para uso em bancada;
- implementar funções básicas de proteção em *hardware*, como a supervisão de sobrecorrente de fase e de sobretensão/subtensão do barramento CC por meio de comparadores, permitindo acionar um desligamento suave das chaves de potência em caso de falha.

A Figura 12 apresenta uma vista superior da *Control Board*, na qual se observa a região destinada ao encaixe do *LaunchPad* e os conectores que interligam a placa à *Driver Board* e aos demais subsistemas em baixa tensão. O esquemático elétrico completo dessa placa encontra-se no **Anexo B**.

Figura 12 – *Control Board*.



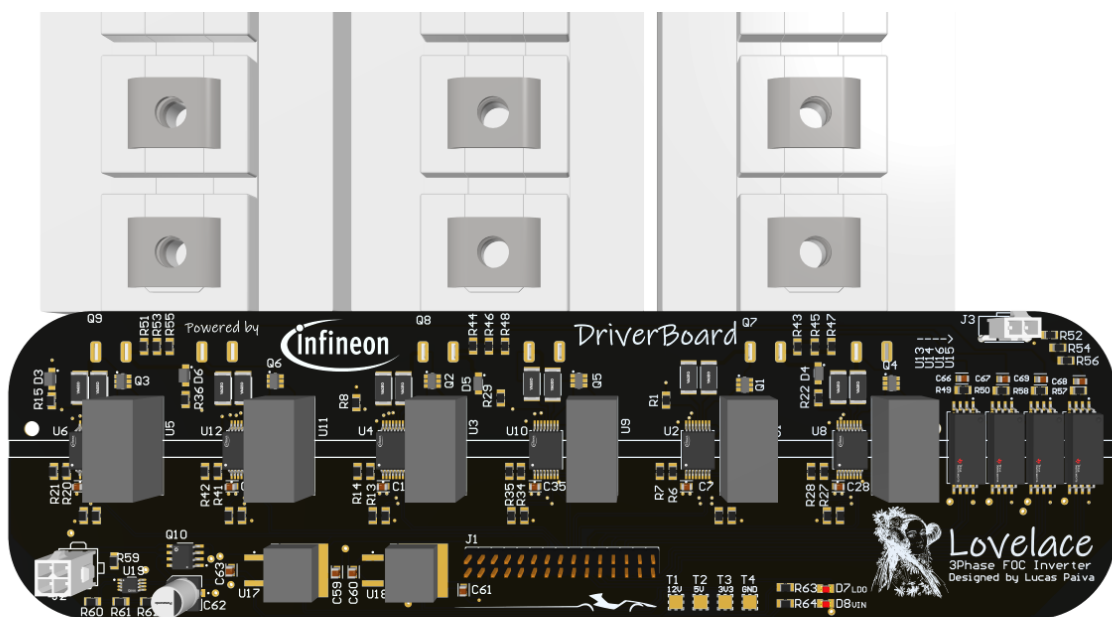
Fonte: Elaborado pelo autor.

A *Driver Board* é outra placa de circuito impresso desenvolvida especificamente para o inversor e conectada eletricamente à *Control Board* por meio de barramentos de sinais dedicados. Enquanto a *Control Board* permanece mais próxima ao domínio de lógica

e ao *LaunchPad*, a *Driver Board* é instalada na região do estágio de potência, em posição próxima aos módulos IGBT, conforme ilustrado na Figura 13. Essa placa atua como fronteira entre o domínio de baixa tensão (GLV) e o sistema de tração (TS), concentrando os circuitos que exigem isolação galvânica:

- **acionamento das chaves:** cada semicondutor de potência é comandado por um *gate driver* isolado, alimentado por um conversor CC-CC dedicado que fornece níveis de $+15/-9$ V para o acionamento e o bloqueio dos IGBTs;
- **medições em alta tensão:** as tensões de fase e do barramento CC são amostradas a partir de pontos de teste no módulo de potência e condicionadas na *Driver Board*, gerando sinais apropriados para serem transmitidos à *Control Board*;
- **distribuição de baixa tensão:** a placa recebe a alimentação de 12 V proveniente do sistema GLV, realiza proteção contra falhas na alimentação (sobretensão, subtensão e inversão de polaridade) e gera, por meio de reguladores lineares, as tensões de 5 V e 3,3 V utilizadas pelos circuitos de lógica e pelos sensores;

Figura 13 – *Driver Board*.



Fonte: Elaborado pelo autor.

O esquemático elétrico completo da *Driver Board* encontra-se no **Anexo A**.

3.3.2 Sensoriamento e condicionamento de sinais

O inversor depende de medições confiáveis de corrente, tensão e temperatura para implementar o controle orientado a campo e as rotinas de proteção. Esses sinais são adquiridos por sensores dedicados e condicionados pelas placas *Driver Board* e *Control Board* até os conversores A/D do TMS320F28069M.

3.3.2.1 Correntes de fase

Cada corrente de fase do motor é medida por um transdutor LEM HO 150-S-0100 de efeito Hall em malha aberta, dimensionado para 150 A_{rms} com precisão típica de 1% e alimentado em 5 V. Os cabos de fase atravessam os núcleos toroidais dos sensores no estágio de potência, e os sinais de saída são encaminhados à *Control Board*.

Nela, cada sinal é bufferizado por um amplificador operacional em ganho unitário, preservando a integridade do sinal e a capacidade de acionamento da entrada do ADC. Em seguida, um divisor resistivo combinado a um filtro passa-baixa de primeira ordem ajusta a faixa de 0–5 V para 0–3,3 V, com frequência de corte em torno de 1 kHz, atenuando o ruído de chaveamento sem prejudicar a banda de interesse para controle em tempo real.

3.3.2.2 Tensões de fase e de barramento

As tensões das três fases e do barramento CC são medidas de forma galvanicamente isolada com amplificadores AMC1411, instalados no lado de alta tensão da *Driver Board*. Em cada canal, um divisor resistivo e um filtro passa-baixa de primeira ordem limitam a amplitude e o conteúdo em alta frequência antes da entrada do AMC1411, com frequência de corte em torno de 243 Hz, de modo a suprimir ruído de comutação preservando a componente fundamental e as harmônicas de baixa ordem.

Os sinais diferenciais isolados gerados pelo AMC1411 são enviados até a *Control Board*, onde um segundo amplificador operacional converte cada par diferencial em um sinal *single-ended* compatível com o intervalo de 0–3,3 V do microcontrolador. Essa arquitetura fornece realimentação de tensão com baixo ruído e isolamento adequada entre TS e GLV, atendendo tanto às necessidades de controle quanto de proteção.

3.3.2.3 Temperatura

Duas medições de temperatura são utilizadas pelo sistema do inversor: um sensor NTC (*Negative Temperature Coefficient*) instalado na *cold plate* e um segundo NTC montado no estator do motor. Ambos são conectados diretamente à *Control Board*, onde são lidos por meio de divisores resistivos apropriados e convertidos em tensão compatível com o ADC.

3.3.3 Drivers de gate e isolamento galvânica

A interface entre o domínio de baixa tensão (GLV) e o estágio de potência é realizada principalmente pelos *gate drivers* isolados e pelos amplificadores isolados de tensão, que compõem a barreira de isolamento entre o sistema de tração (TS) e a eletrônica de controle.

3.3.3.1 Drivers de gate e fontes isoladas

Cada um dos seis IGBTs do inversor é acionado por um *gate driver* dedicado do tipo Infineon 1ED3491MC12M, variante CLAMPDRV (EICEDRIVER™... , 2021). Esse circuito integrado fornece isolamento entre os lados de comando (GLV) e de potência (TS) e integra funções de proteção essenciais para a operação segura do módulo FF400R12KE3.

Entre as principais funcionalidades utilizadas neste projeto destacam-se:

- **proteção por desaturação (DESAT)**: monitora a tensão coletor–emissor por meio de um diodo de alta tensão e um resistor série conectados ao pino DESAT; se V_{CE} excede o limiar interno após o tempo de *blanking*, o driver detecta curto-circuito e dispara um desligamento controlado;
- **active soft turn-off**: na ocorrência de DESAT, uma fonte de corrente programável descarrega a carga de gate de forma controlada, limitando di/dt e reduzindo o estresse sobre o módulo;
- **active Miller clamp** (variante CLAMPDRV): um MOSFET de pequeno sinal externo (NTGS3136PT1G) conectado ao par de terminais gate–emissor Kelvin é acionado pela saída CLAMP, drenando a corrente de Miller durante o desligamento para evitar o religamento espúrio da chave complementar sob altos dv/dt ;
- **undervoltage lockout (UVLO)**: o driver só permite o acionamento da chave quando a tensão de alimentação do lado de saída satisfaz $V_{CC2} - V_{EE2} > V_{UVLO,TH}$, prevenindo operação na região linear e perdas excessivas.

Os parâmetros de temporização e de proteção foram ajustados a partir das especificações do estágio de potência e das recomendações de aplicação do fabricante. No circuito implementado, adotou-se um tempo de *leading-edge blanking* de aproximadamente $t_{LEB} = 650$ ns, um filtro digital interno de $t_{FIL} \approx 1775$ ns e um resistor de limitação $R_{DESAT} = 1$ k Ω em série com o diodo MMSD301T1G. O resistor de gate de acionamento foi ajustado para cerca de $R_{G,on} = 4,2$ Ω , balanceando di/dt , perdas de comutação e compatibilidade eletromagnética.

Cada driver é alimentado por um conversor CC–CC isolado de 2W do tipo VQA3-S, que recebe 12 V do sistema GLV e fornece níveis assimétricos de +15/–9 V no lado de potência. Essa alimentação isolada permite polarizar o gate em tensão negativa durante o

bloqueio, aumentando a imunidade a disparos indevidos sob altos gradientes de tensão, ao mesmo tempo em que fornece a margem de tensão necessária para o acionamento rápido dos IGBTs. A proximidade física entre drivers, conversores CC–CC e terminais Kelvin do módulo contribui para reduzir indutâncias parasitas e melhorar o comportamento transitório de comutação.

3.3.3.2 Isolação entre TS e GLV

A isolação galvânica entre o sistema de tração e a eletrônica de controle é obtida de forma distribuída por meio de dispositivos dedicados na *Driver Board*. No total, são utilizados 17 elementos isolados na fronteira TS/GLV:

- 6 *gate drivers* 1ED3491MC12M, com capacidade de isolação típica da ordem de 5,7 kV;
- 6 conversores CC–CC isolados VQA3-S, responsáveis pela alimentação dos drivers, com tensão de ensaio em torno de 3 kV;
- 4 amplificadores isolados AMC1411, utilizados na medição de tensões de fase e do barramento CC, com isolação reforçada típica em torno de 7,5 kV;
- 1 conversor CC–CC isolado PRME1-M, que fornece alimentação ao conjunto de amplificadores isolados, também com isolação típica da ordem de 3 kV.

A rede CAN, o *LaunchPad* e os demais circuitos de lógica permanecem inteiramente no domínio GLV, referenciados ao chassi do veículo e eletricamente isolados do barramento de tração pela mesma barreira estabelecida pelos dispositivos acima.

Essa estratégia de isolação é coerente com as exigências do regulamento da Formula SAE para a separação entre TS e GLV e com as normas de segurança aplicáveis a dispositivos isolados (como UL 1577 e DIN VDE V 0884-11).

3.3.4 Fontes de alimentação e distribuição em baixa tensão

A alimentação em baixa tensão do inversor é fornecida pelo sistema GLV do veículo, a partir de uma linha de 12 V que entra na *Driver Board*. Esse barramento é condicionado por um controlador de proteção LTC4367, responsável por proteger contra sobretensão, subtensão e inversão de polaridade na entrada. Apenas após a validação dessas condições a tensão de 12 V é liberada para os demais blocos da placa.

A partir do barramento protegido, a *Driver Board* alimenta os conversores CC–CC isolados VQA3-S utilizados pelos *gate drivers* e o conversor isolado PRME1-M dedicado ao conjunto de amplificadores AMC1411. Em paralelo, dois reguladores lineares (*LDOs*) geram as tensões de 5 V e 3,3 V que alimentam os circuitos de lógica, sensores em baixa tensão e o *LaunchPad*, distribuídas para a *Control Board* por meio de barramentos de

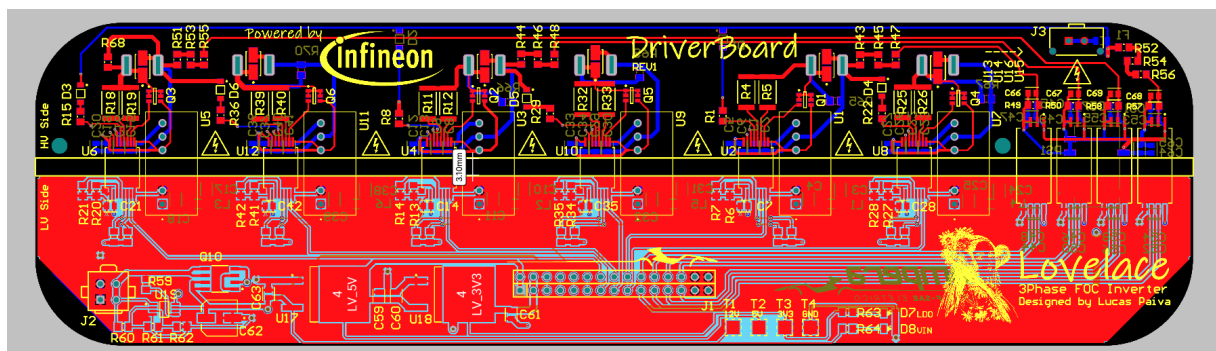
sinais dedicados. Dessa forma, a mesma linha GLV de 12 V supre, de maneira organizada e protegida, tanto as fontes isoladas do domínio de potência quanto a eletrônica de controle em baixa tensão.

3.4 PROJETO DAS PLACAS DE CIRCUITO IMPRESSO

As placas *Control Board* e *Driver Board* foram projetadas como placas de circuito impresso de quatro camadas, buscando um compromisso entre desempenho elétrico, custo e facilidade de fabricação. As camadas externas utilizam cobre de 1 oz para roteamento de sinais e trilhas de maior corrente, enquanto as camadas internas empregam cobre de 0,5 oz, sendo uma dedicada a um plano contínuo de terra e a outra a um plano de alimentação em baixa tensão. Essa estrutura contribui para melhorar a integridade de sinal, reduzir emissões eletromagnéticas e simplificar o retorno de corrente dos diversos domínios de alimentação.

A *Control Board* opera exclusivamente no domínio de baixa tensão (GLV), o que permite um *layout* mais compacto voltado ao condicionamento de sinais, à interface com o *LaunchPad* e à distribuição de 5 V e 3,3 V para sensores e lógica. Já a *Driver Board* é a única placa que combina sinais de alta tensão ligados ao sistema de tração (TS) com circuitos de baixa tensão. Nela, as regiões de alta e baixa tensão são claramente segregadas no *layout*, conforme ilustrado na Figura 14, com zonas reservadas para os *gate drivers*, conversores CC-CC isolados e amplificadores isolados AMC1411.

Figura 14 – Vista do *layout* da *Driver Board* no Altium



Fonte: Elaborado pelo autor.

Nas áreas sujeitas à tensão do barramento de tração, foi adotada uma distância mínima de isolamento superior a 3 mm entre trilhas e ilhas condutoras pertencentes a domínios distintos, em conformidade com as exigências do regulamento da Formula SAE Electric para placas mistas TS/GLV (SAE International, 2024a, 2024b). Além disso, a *Driver Board* recebe revestimento com *conformal coating*, aumentando a rigidez dielétrica superficial e a robustez frente a umidade, poeira e contaminações que possam reduzir a distância de escoamento efetiva ao longo do tempo.

Do ponto de vista de compatibilidade eletromagnética, trilhas associadas a comutação rápida dos IGBTs são mantidas curtas e concentradas na camada superior da *Driver Board*, enquanto sinais de baixa frequência e interfaces mais sensíveis são roteados preferencialmente na camada inferior, referenciados ao plano de terra interno. Essa abordagem, combinada à utilização de planos dedicados e à separação física entre zonas TS e GLV, resulta em um conjunto de PCBs compacto, compatível com as exigências de segurança elétrica e adequado ao ambiente ruidoso de um trem de força automotivo.

3.5 FIRMWARE E ARQUITETURA DE SOFTWARE

O *firmware* do inversor de tração foi desenvolvido a partir da infraestrutura do InstaSPIN-FOC para a família C2000, adaptando os blocos de controle de corrente e estimador *sensorless* às necessidades específicas do veículo da equipe. Nesta seção são descritos a organização do código, o laço de controle em tempo real, o agendador de tarefas em baixa frequência, a interface com o veículo via barramento CAN e os principais mecanismos de proteção implementados em *firmware*.

3.5.1 Estrutura geral do firmware

A função `main()` é responsável pela inicialização de todos os módulos de controle e da camada de abstração de *hardware* (HAL). Inicialmente, são verificadas as consistências dos parâmetros definidos pelo usuário, e o sistema permanece bloqueado caso seja detectado algum erro de configuração. Em seguida, são inicializados os blocos de transformada de Clarke, o estimador *sensorless* de fluxo e velocidade, os controladores PID de corrente e de velocidade, os geradores de referência por trajetória (*rampas* de i_d e de velocidade), o módulo de enfraquecimento de campo (quando habilitado) e o módulo de monitoramento de uso de CPU.

Na etapa de configuração dos controladores, os ganhos dos PIDs de i_d e i_q não são definidos empiricamente, mas calculados a partir dos parâmetros elétricos do motor (resistência e indutâncias de eixo direto e em quadratura), da tensão e corrente de base e do período de amostragem do controlador. Dessa forma, o ajuste do controle de corrente fica sistematizado e diretamente vinculado ao modelo elétrico da máquina.

Após a inicialização, o *firmware* entra em um laço principal infinito, organizado em dois níveis:

- Um laço externo que aguarda a ativação da *flag* global `Flag_enableSys`, responsável por habilitar o sistema como um todo. Enquanto o sistema não está habilitado, apenas tarefas de supervisão em baixa prioridade são executadas (por exemplo, leitura do CAN e atualização de temperaturas).

- Um laço interno que é executado enquanto o sistema permanece habilitado. Nesse laço, o *firmware* gerencia o modo de operação (*run*, recalibração de resistência do estator ou estado ocioso), habilita ou desabilita o PWM, atualiza referências de corrente e velocidade e chama rotinas de atualização de variáveis globais, monitoramento de CPU e supervisão do sistema.

Quando o modo de operação principal está ativo ($\text{Flag_Run_Identify} = 1$), o PWM é habilitado, a referência de velocidade é aplicada a uma trajetória com rampa e a referência de i_d é definida de acordo com o tipo de máquina e com a estratégia de enfraquecimento de campo. Nos demais modos, o estimador é colocado em estado *idle*, o PWM é desabilitado e as referências de corrente e velocidade são zeradas, garantindo que o inversor permaneça em condição segura.

3.5.2 Laço de controle em tempo real

O controle de corrente e torque do motor é implementado na rotina de interrupção de alta frequência (*mainISR*), disparada pela conversão A/D associada ao período de PWM. Em cada interrupção, o *firmware* executa a seguinte sequência de operações:

1. Atualização do módulo de uso de CPU, a partir da leitura do temporizador dedicado à medição de tempo de execução da ISR.
2. Leitura e condicionamento dos sinais de corrente e tensão de fase, com remoção dos *offsets* de medição previamente estimados.
3. Verificação do barramento CC, a partir da leitura da tensão normalizada. Limiares inferiores e superiores definem regiões de baixa tensão e de sobretensão, que desabilitam o laço de controle e impedem a aplicação de PWM enquanto o barramento não retornar à faixa segura.
4. Verificação de sobrecorrente de fase, utilizando dois limiares de proteção: um limiar alto, associado a um número reduzido de amostras consecutivas, que provoca a interrupção imediata da aplicação de torque; e um limiar mais baixo, associado a uma contagem mais longa, que protege contra sobrecargas sustentadas. Em ambos os casos, o evento é registrado em *flags* de falha e o controle é desabilitado.
5. Transformação das correntes e tensões trifásicas para o referencial estacionário $\alpha\beta$ por meio da transformada de Clarke, seguida da execução do estimador *sensorless*, que fornece o ângulo elétrico, a velocidade em pu e as componentes i_d e i_q no referencial síncrono.
6. Atualização da trajetória de referência de i_d e, quando o controle de velocidade está ativo, da trajetória de velocidade. O modo de operação é selecionado a partir de comandos via CAN:

- No modo de torque, a referência de i_q é obtida diretamente a partir da posição do pedal de aceleração, limitada pelo valor máximo de corrente aceitável. Uma lógica de frenagem regenerativa é incluída, aplicando corrente de i_q negativa quando a frenagem regenerativa está habilitada, a referência de torque é nula e a velocidade do motor permanece acima de um limiar.
 - No modo de velocidade (utilizado no contexto de eventos *driverless*), a referência de i_q é gerada pelo controlador de velocidade, cujo sinal de entrada é a referência de velocidade derivada do mesmo comando de aceleração.
7. Execução dos controladores de corrente de eixo direto e em quadratura, resultando nas tensões de referência v_d e v_q . As saídas dos controladores são limitadas de modo a respeitar o módulo máximo de tensão disponível no barramento CC e o nível de sobremodulação configurado.
 8. Compensação do atraso entre o cálculo das tensões de referência e a atualização efetiva do PWM, ajustando o ângulo elétrico usado nas transformadas inversas de Park em função da velocidade elétrica e do número de períodos de PWM entre a ISR e a atualização.
 9. Geração das tensões trifásicas de referência por meio da transformada inversa de Park, seguida da modulação por vetores espaciais (SVM). Os valores resultantes são normalizados pela tensão de barramento e convertidos em razões cíclicas para os três braços do inversor.

3.5.3 Tarefas em *background* e agendamento em baixa frequência

Tarefas de menor prioridade, como comunicação com o veículo, cálculo de grandezas médias e atualização de temperaturas, são executadas fora da ISR de corrente e em frequência muito inferior à da comutação do inversor. O agendamento dessas tarefas é feito a partir de uma interrupção de temporizador dedicada (`timer0ISR`), configurada para executar a 100 Hz.

Em cada execução da `timer0ISR`, contadores são incrementados e comparados com os períodos desejados das tarefas:

- Tarefas relacionadas ao CAN (recepção de comandos e transmissão de telemetria) são executadas a 40 Hz.
- A atualização das variáveis de temperatura do motor e do módulo de potência é executada a 10 Hz.

Quando um contador atinge o valor correspondente ao período da tarefa, uma *flag* é acionada, e a função `updateTasks()` é chamada a partir do laço principal. Esta função

verifica as *flags* e executa, de maneira não bloqueante, as rotinas associadas: leitura de mensagens CAN recebidas, envio de pacotes de telemetria e atualização das estimativas de temperatura.

Para a telemetria, diversas grandezas calculadas no laço de controle em tempo real são acumuladas e promediadas em janelas de 50 ms, gerando valores médios de velocidade, torque, potência de saída do motor, potência do inversor e corrente e tensão do barramento CC. Esse esquema reduz o ruído nas medições e evita o envio de valores muito flutuantes ao restante do veículo.

3.5.4 Interface com o veículo via barramento CAN

A interface entre o inversor e o restante do sistema do veículo é realizada através de um barramento CAN operando a 0.5 Mbit/s. O módulo CAN do microcontrolador é configurado com *mailboxes* específicos para transmissão e recepção, associando cada *mailbox* a um identificador de mensagem (ID) e à direção de fluxo (TX/RX).

No caminho de recepção, o *firmware* processa periodicamente o FIFO de mensagens e decodifica os pacotes de interesse. Em particular:

- Um pacote de configuração de torque ajusta um fator de modulação (`torqueMod`) que escala a corrente máxima disponível, permitindo que a equipe limite o torque de tração por *software*, de acordo com o modo de operação do veículo ou com restrições de regulamento.
- Um pacote de limites provenientes do BMS contém informações como limites dinâmicos de corrente de carga e descarga da bateria e a tensão do *pack*. Essas informações podem ser utilizadas para impor limites adicionais ao inversor.
- Um pacote principal proveniente da ECU de veículo contém as leituras do pedal de aceleração e do sensor de freio, bem como *flags* de habilitação (*Ready to Drive*), seleção de modo de evento (por exemplo, *driverless*) e *bit* de inibição de torque. A partir desse pacote são derivadas a referência de torque (modo de corrente) ou a referência de velocidade (modo *driverless*).

A habilitação do controle de torque é condicionada à recepção de comandos consistentes via CAN. O *firmware* apenas permite que a *flag* `Flag_Run_Identify` seja ativada se o veículo estiver em estado *Ready to Drive* e se não houver falhas ativas de sobrecorrente, sobretensão, sobretemperatura ou outras condições críticas armazenadas nas *flags* internas de erro. Adicionalmente, exige-se que ao menos um dos pedais (aceleração ou freio) esteja acionado, evitando que o sistema aplique torque inadvertidamente com o veículo em repouso.

No caminho de transmissão, o inversor envia, em periodicidades predefinidas, mensagens contendo:

- Temperaturas estimadas do motor e do módulo de potência.
- Corrente e tensão médias do barramento CC.
- Potência média fornecida ao motor e potência média processada pelo inversor.
- Torque médio e velocidade média do motor.
- Um *byte* compacto de diagnóstico, no qual diferentes *bits* representam a presença de falhas como sobrecorrente instantânea, sobrecorrente prolongada, velocidade reversa, sobretemperatura de motor, sobretemperatura de IGBT, sobretensão no barramento, entre outras condições.

Os detalhes de cada mensagem, incluindo identificadores CAN, direção (transmissão ou recepção), taxa de atualização, formato dos dados e unidades, são apresentados na Tabela 5.

3.5.5 Mecanismos de proteção e monitoramento

Além das estratégias de controle de corrente e torque, o *firmware* implementa um conjunto de mecanismos de proteção voltados à integridade do motor, do módulo de potência e da bateria.

A proteção contra sobrecorrente é realizada monitorando as correntes de fase em cada interrupção de controle. Para cada fase, são mantidos contadores associados a dois limiares de corrente: um limiar alto, que representa uma condição de falta quase instantânea (por exemplo, curto-circuito), e um limiar mais baixo, que representa sobrecorrente prolongada. Ultrapassar o limiar alto por poucas amostras consecutivas gera uma falha de sobrecorrente imediata, enquanto ultrapassar o limiar mais baixo por um número maior de amostras gera uma falha de sobrecarga. Em ambos os casos, as *flags* globais de erro são ativadas e a aplicação de PWM é imediatamente interrompida.

As temperaturas são calculadas a partir das entradas analógicas, com aplicação de uma média móvel sobre um número fixo de amostras, seguida de uma conversão não linear (polinomial) entre tensão medida e temperatura. Caso os valores de tensão indiquem uma condição inválida (por exemplo, sensor desconectado), o *firmware* atribui um valor sentinela à temperatura, permitindo o diagnóstico do problema sem acionar uma proteção térmica falsa. Quando a temperatura estimada do motor ultrapassa o limite máximo definido, o sistema registra uma falha de sobretemperatura de motor; de maneira análoga, o excedente de temperatura no módulo de potência gera uma falha de sobretemperatura dos dispositivos semicondutores. Em ambos os casos, o comando de torque é desabilitado.

Por fim, o módulo de monitoramento de uso de CPU (*CPU_USAGE*) calcula, a partir de um temporizador de alta resolução e do período de PWM, o tempo mínimo, médio e máximo consumido pelas interrupções de controle. Esses valores são armazenados em

variáveis globais e utilizados durante o desenvolvimento para verificar que, mesmo com todas as rotinas de proteção, comunicação e supervisão habilitadas, a execução do laço de controle permanece dentro do orçamento de tempo disponível entre duas atualizações do PWM, preservando o comportamento de tempo real do sistema.

Tabela 5 – Mensagens CAN utilizadas pelo inversor de tração

ID (hex)	Sentido	Conteúdo
0x041	RX	Fator de limitação do torque máximo do inversor
0x043	RX	Limites de corrente de carga/descarga e tensão do pack informados pelo BMS
0x171	RX	Comandos do condutor e estado do veículo (pedal de aceleração e freio, frenagem regenerativa, <i>Ready to Drive</i> , modo de evento, habilitação de torque)
0x302	TX	Temperaturas estimadas do motor e do módulo de potência
0x303	TX	Corrente e tensão médias do barramento CC
0x304	TX	Potência média entregue ao motor e potência média processada pelo inversor
0x305	TX	Torque médio e velocidade média do motor
0x106	TX	<i>Byte</i> de diagnóstico com <i>flags</i> de falha de corrente, tensão e temperatura

3.6 SISTEMA DE TELEMETRIA E AQUISIÇÃO DE DADOS

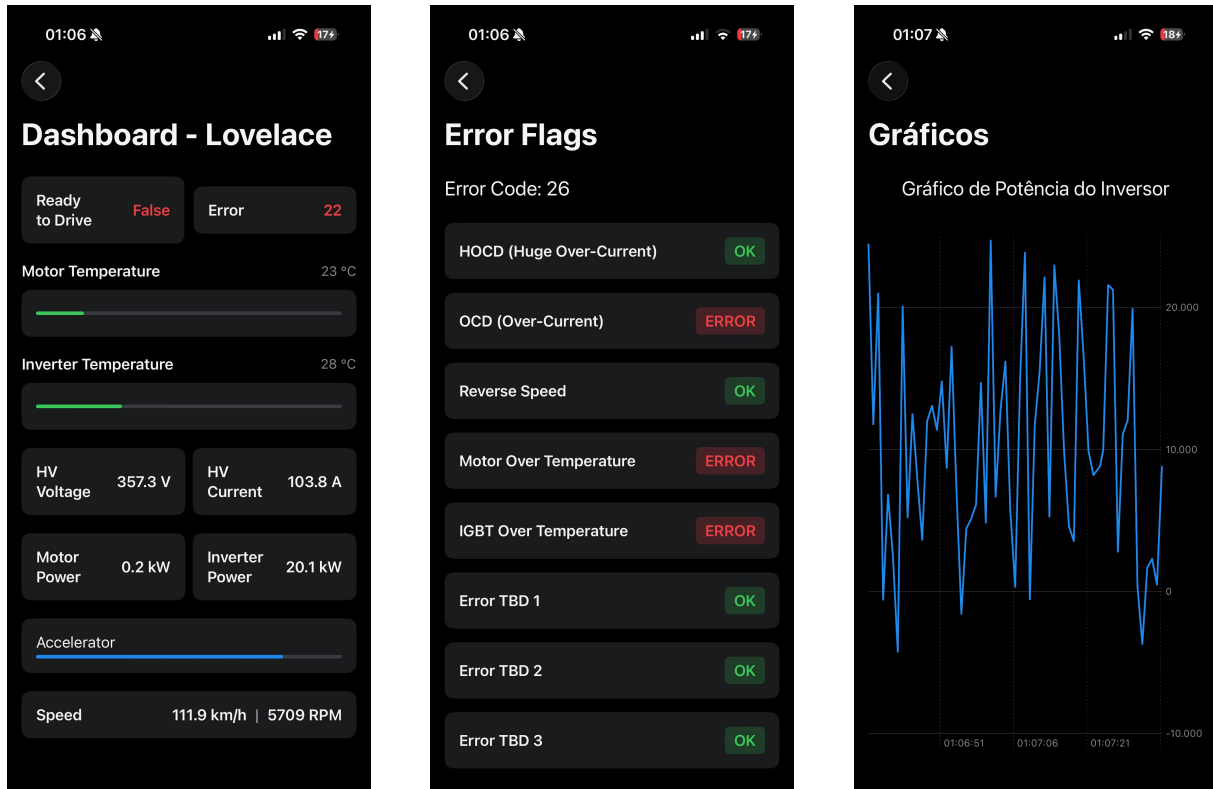
Com o objetivo de facilitar a análise de ensaios em bancada e em pista, bem como o ajuste fino dos parâmetros de controle, foi desenvolvido um sistema de telemetria secundário dedicado ao inversor e aos demais componentes do sistema de tração. Diferentemente de módulos externos de aquisição, esse sistema faz parte do próprio inversor: a placa de telemetria é instalada no interior da mesma carcaça que abriga o estágio de potência e a eletrônica de controle, compartilhando a alimentação em baixa tensão e o barramento CAN do sistema de tração.

O sistema de aquisição de dados é baseado em uma placa T-CAN485, que utiliza um microcontrolador ESP32 integrado a um transceptor CAN e a uma interface para cartão microSD. Conectado internamente ao barramento CAN do sistema de tração, esse módulo registra as mensagens trocadas entre o inversor, o BMS e a ECU em arquivos armazenados no cartão, permitindo a análise *offline* dos dados de operação em ferramentas externas. Dessa forma, variáveis como correntes, tensões, velocidades, temperaturas e estados de falha podem ser correlacionadas com eventos de pista e condições de ensaio, auxiliando na calibração do controle e na validação do projeto.

Adicionalmente, explorando os recursos de conectividade do ESP32, foi implementado um sistema de parametrização sem fio. A própria placa atua como ponto de acesso Wi-Fi, ao qual é possível conectar-se a partir de um dispositivo móvel. Um aplicativo desenvolvido para iOS, utilizando a linguagem Swift, estabelece comunicação com o módulo

de telemetria e permite tanto a visualização em tempo real de grandezas seleccionadas (por exemplo, velocidade do motor, tensão de barramento e temperaturas) quanto o ajuste de parâmetros do inversor, como multiplicadores aplicados à referência de i_q no controlador de corrente, conforme ilustrado na Figura 15.

Figura 15 – Aplicativo de telemetria e parametrização desenvolvido para iOS.



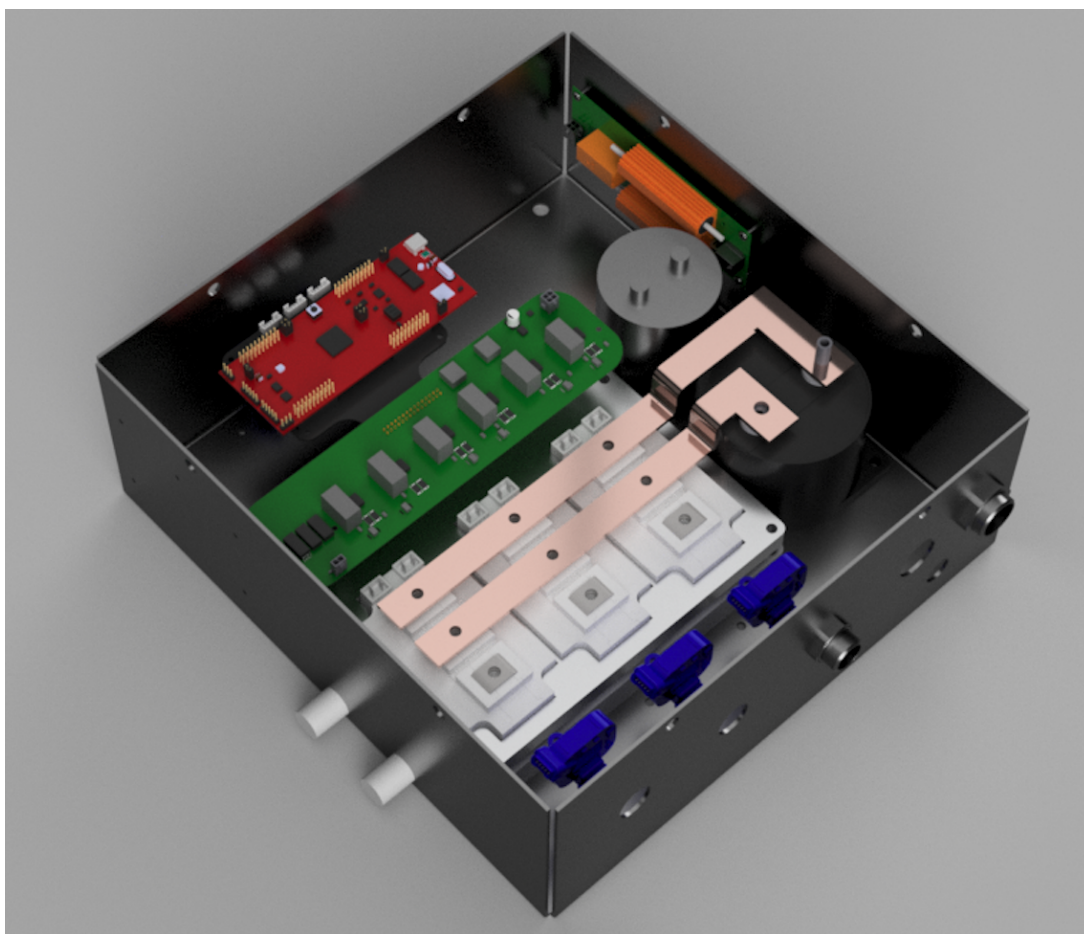
Fonte: Elaborado pelo autor.

3.7 VISÃO GERAL DO CONJUNTO DO INVERSOR

Como síntese do desenvolvimento de *hardware* apresentado neste capítulo, a Figura 16 ilustra um modelo tridimensional do inversor completo, evidenciando a integração entre o estágio de potência, o barramento CC, as placas de controle e acionamento e a carcaça mecânica responsável pela fixação e pelo gerenciamento térmico do sistema.

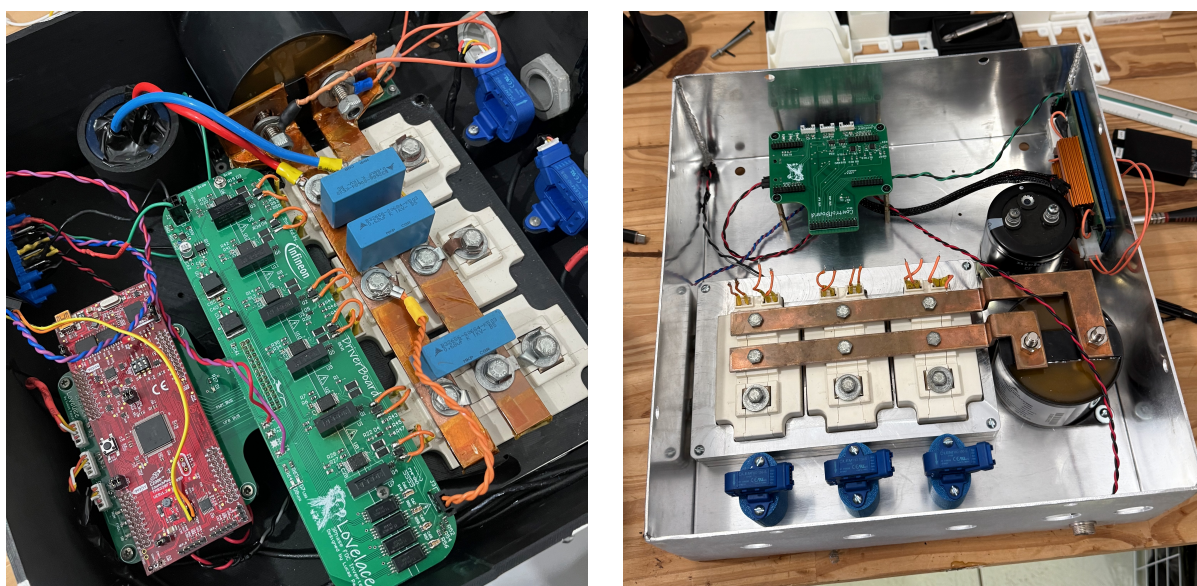
Com o objetivo de contextualizar a evolução do protótipo ao longo do desenvolvimento, a Figura 17 apresenta uma comparação visual entre as duas gerações do inversor. Em ambas as imagens, o conjunto encontra-se parcialmente montado, de modo que a figura tem caráter ilustrativo e visa destacar diferenças de concepção e integração entre as versões.

Figura 16 – Modelo tridimensional do inversor de tração desenvolvido neste trabalho.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 17 – Comparação entre as duas gerações do inversor. À esquerda, G1 e, à direita, G2. Em ambas as imagens, o inversor está parcialmente montado.



Fonte: Elaborado pelo autor.

4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS E VALIDAÇÃO

Este capítulo apresenta a validação do inversor de tração nas diferentes etapas do fluxo de desenvolvimento adotado: simulação em *Hardware-in-the-Loop* (HIL), ensaios em bancada e testes em veículo. O objetivo é demonstrar que o conjunto *hardware-firmware* atende aos requisitos definidos no Capítulo 3, bem como discutir as limitações observadas em função das restrições do restante do *powertrain* e das condições de teste disponíveis. Parte dos resultados aqui discutidos foi previamente apresentada em um artigo técnico publicado na revista *Eletrônica de Potência* (Silva et al., 2025), sendo aqui expandida e revisada com foco no contexto acadêmico deste trabalho de conclusão de curso. Os arquivos-fonte do *firmware*, os projetos das placas de circuito impresso e parte dos dados experimentais utilizados na obtenção dos resultados deste capítulo encontram-se organizados em um repositório público do autor, disponível em (Silva, 2025).

4.1 VISÃO GERAL DA METODOLOGIA DE VALIDAÇÃO

A validação do inversor seguiu uma abordagem em estágios, combinando ferramentas de simulação em tempo real, ensaios físicos em bancada e testes em veículo:

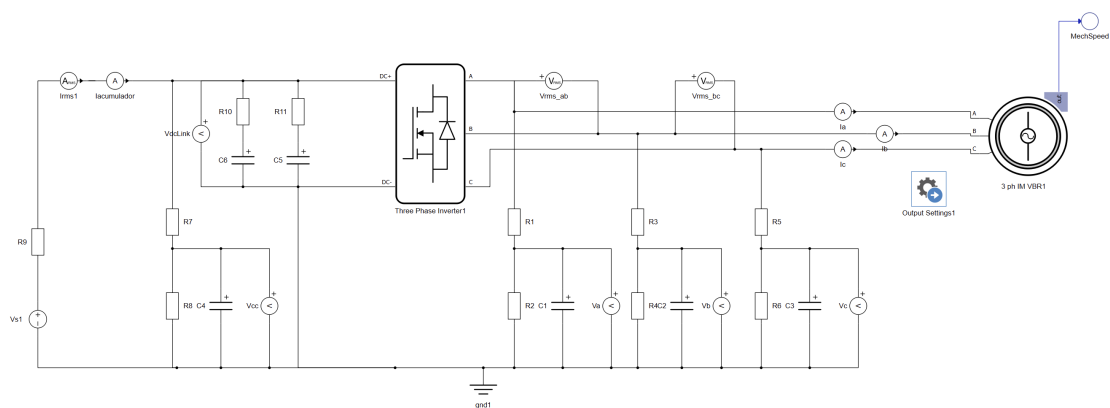
- **HIL:** uso de uma plataforma de *Hardware-in-the-Loop* para emular o motor, estágio de potência do inversor, banco de baterias e cargas dinâmicas, permitindo fechar o elo de realimentação entre o *firmware* do inversor e modelos em tempo real antes da operação em potência, bem como explorar cenários de operação e de falha que seriam impraticáveis ou arriscados em ensaios físicos;
- **bancada:** verificação funcional do *hardware* e do *firmware* em condições controladas de baixa potência, com foco em integridade de medições, estabilidade do controle e mitigação de problemas de EMI, utilizando fontes e cargas limitadas disponíveis no laboratório;
- **veículo:** integração ao carro da equipe, com testes de *shakedown*, participação na temporada Fórmula SAE Brasil 2024 e ensaios ampliados com o protótipo 2025, avaliando desempenho dinâmico, confiabilidade e comportamento térmico em condições representativas de competição.

De forma geral, a simulação HIL foi utilizada desde as fases iniciais do desenvolvimento para reduzir o risco associado à primeira energização do conjunto, enquanto os ensaios em bancada e em veículo forneceram evidências experimentais sob condições reais de operação. As subseções seguintes detalham os principais resultados obtidos em cada uma dessas frentes.

4.2 VALIDAÇÃO EM HARDWARE-IN-THE-LOOP (HIL)

A plataforma de *Hardware-in-the-Loop* (HIL) foi empregada como ferramenta central de suporte ao desenvolvimento do *firmware* e à validação preliminar do controle do inversor, antes e em paralelo aos ensaios físicos. Foi criado um modelo dedicado no ambiente HIL a partir dos parâmetros reais do motor de indução utilizado no veículo e de um modelo de bateria que reproduz as características elétricas do *pack* do sistema de tração conforme esquema simplificado ilustrado na Figura 18.

Figura 18 – Esquema simplificado da configuração de testes em HIL.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Na fase inicial, a plataforma HIL foi utilizada para validar o comportamento do controle do inversor, com foco na interação entre os controladores de corrente em coordenadas dq , o estimador *sensorless* e o controlador de velocidade empregado no modo *driverless*. Em seguida, um modelo de carga dinâmica foi incorporado para emular variações de torque mecânico e diferentes perfis de condução, permitindo avaliar a resposta do sistema em acelerações, frenagens e mudanças rápidas de referência de torque.

As rotinas de frenagem regenerativa foram exercitadas em HIL para verificar a estabilidade do controle durante a transferência de energia de retorno para o modelo de bateria, respeitando limites de corrente equivalentes aos impostos pelo BMS no veículo. A plataforma também foi utilizada para testar cenários de falha e de atuação das proteções, como condições de sobrecorrente, subtensão e perda de mensagens no barramento CAN, em um ambiente controlado e repetível.

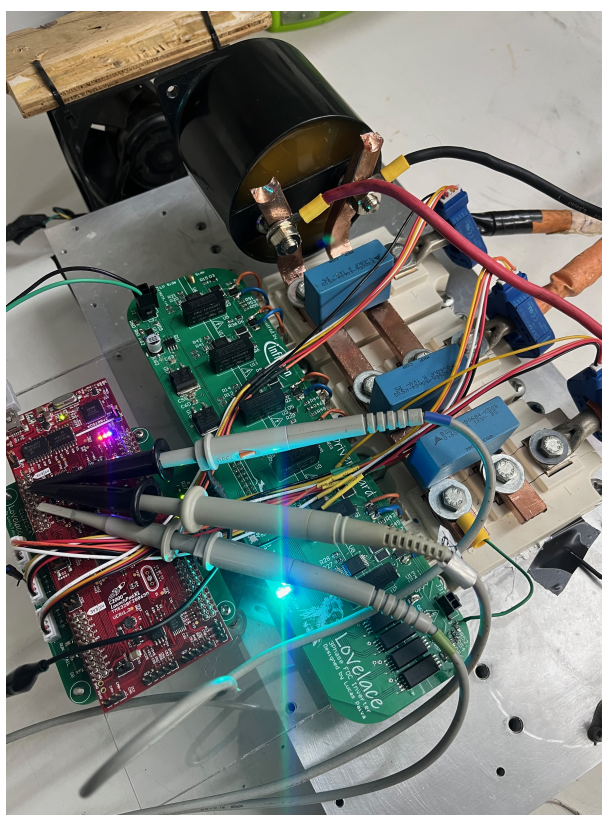
Embora não tenham sido coletadas séries extensas de dados quantitativos para todos os cenários avaliados, o uso sistemático da simulação HIL permitiu ajustar ganhos de controle, depurar a lógica de proteção e ganhar confiança na arquitetura de *firmware* antes da operação em potência em bancada e em veículo. Dessa forma, a plataforma HIL

complementa os resultados experimentais apresentados nas seções seguintes, estendendo o envelope de casos de teste para além das limitações de potência e de segurança dos ensaios físicos.

4.3 VALIDAÇÃO INICIAL EM BANCADA

A Figura 19 ilustra a configuração utilizada para a validação inicial em bancada, montada fora da carcaça final do inversor. Essa abordagem facilitou o acesso a pontos de medição e garantiu melhor ventilação nas fases iniciais de teste.

Figura 19 – Configuração de validação inicial em bancada.



Fonte: Elaborado pelo autor.

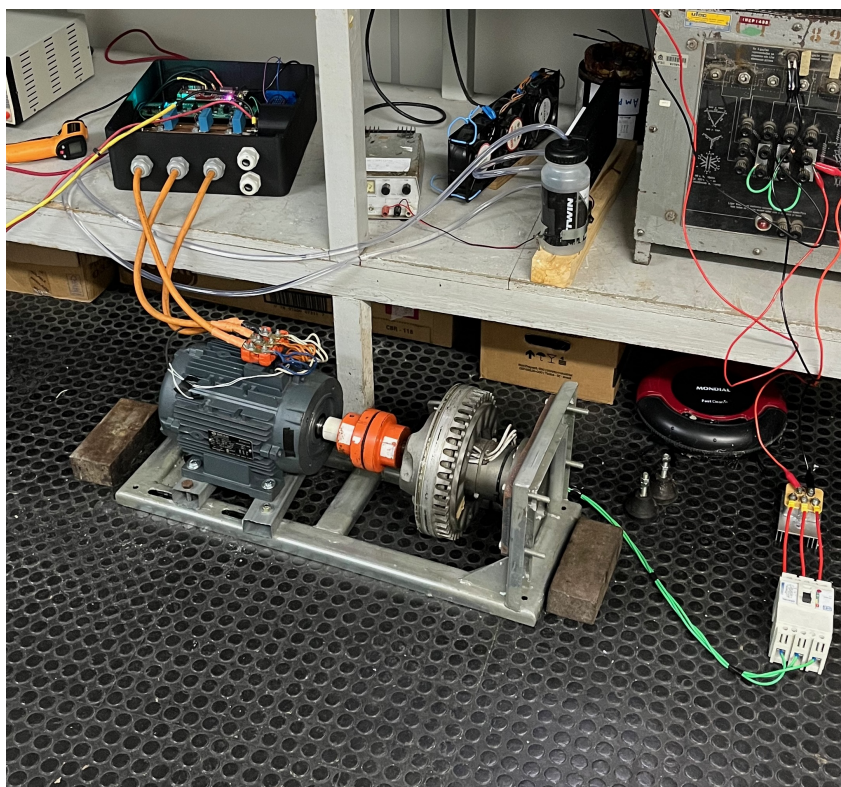
Cada placa de circuito impresso (*Control Board* e *Driver Board*) foi testada individualmente antes da integração completa, permitindo identificar eventuais problemas de *hardware* de forma localizada e simplificar o processo de depuração. Os primeiros testes com o controlador foram realizados em malha aberta de forma a verificar a integridade básica de acionamento das chaves, medições e caminhos de realimentação, sem a complexidade do controle em malha fechada.

Durante essa fase, foi identificada interferência eletromagnética (EMI) afetando os sinais de corrente. O problema foi mitigado por meio da substituição e blindagem dos cabos de sinal dos sensores, melhorando significativamente a imunidade a ruído. Com a introdução da operação em malha fechada, a integridade dos sinais de realimentação

tornou-se ainda mais crítica, especialmente devido à estratégia *sensorless*. Para melhorar a qualidade dos sinais de tensão de fase, os capacitores dos filtros passa-baixa analógicos foram substituídos, reduzindo a frequência de corte para o valor anteriormente mencionado de 243 Hz de forma a atenuar harmônicas de alta frequência provenientes da comutação.

Os ensaios com carga foram realizados dentro das limitações da fonte CC disponível, que permitia atingir potências da ordem de 10 kW. Um segundo motor, com potência nominal de 5 kVA e compatível em termos de velocidade, foi acoplado mecanicamente ao motor de tração por meio de um adaptador impresso em 3D, e seus terminais foram conectados a um banco de cargas resistivas para dissipação da energia gerada, conforme ilustrado na Figura 20.

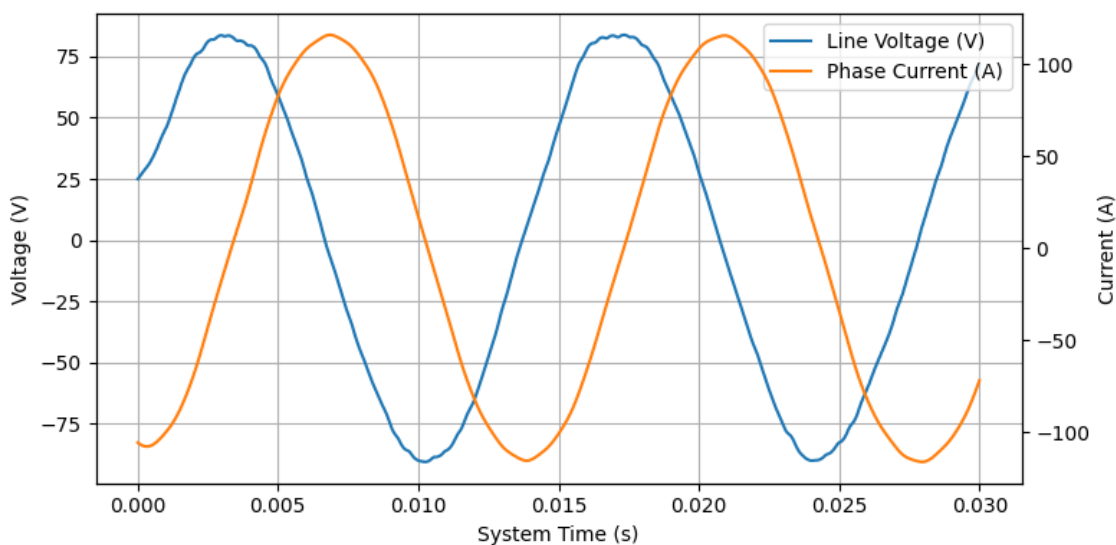
Figura 20 – Arranjo de ensaio com carga, com o motor de tração acoplado a um segundo motor e banco de cargas resistivas.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Nessas condições, foram obtidas medições representativas, incluindo a tensão de linha entre as fases B e C e a corrente da fase B, operando com tensão de barramento de aproximadamente 155 V, corrente de entrada de 40 A em CC e velocidade mecânica em torno de 2100 rpm, conforme ilustrado na Figura 21. Para melhor representar o comportamento dos sinais, os dados adquiridos no osciloscópio foram pós-processados com filtros passa-baixa de primeira ordem, com frequências de corte de aproximadamente 243 Hz para tensão e 1 kHz para corrente, espelhando os filtros analógicos implementados no *hardware* antes da aquisição pelo ADC.

Figura 21 – Tensão de linha entre as fases B e C e corrente da fase B em ensaio de bancada (155 V no barramento, 40 A em CC, 2100 rpm).



Fonte: Elaborado pelo autor.

Embora não tenha sido possível operar o conjunto em potência nominal na bancada, a sequência de testes confirmou a integridade funcional do inversor. As formas de onda observadas e as respostas de controle obtidas forneceram confiança suficiente para prosseguir para a integração em veículo no contexto da Formula Student.

4.4 ENSAIOS EM VEÍCULO

Após a validação em bancada, o inversor foi integrado ao veículo de competição da equipe e submetido a diferentes fases de ensaio e uso em pista, contemplando tanto a temporada de 2024 quanto a validação ampliada em 2025 com um protótipo atualizado.

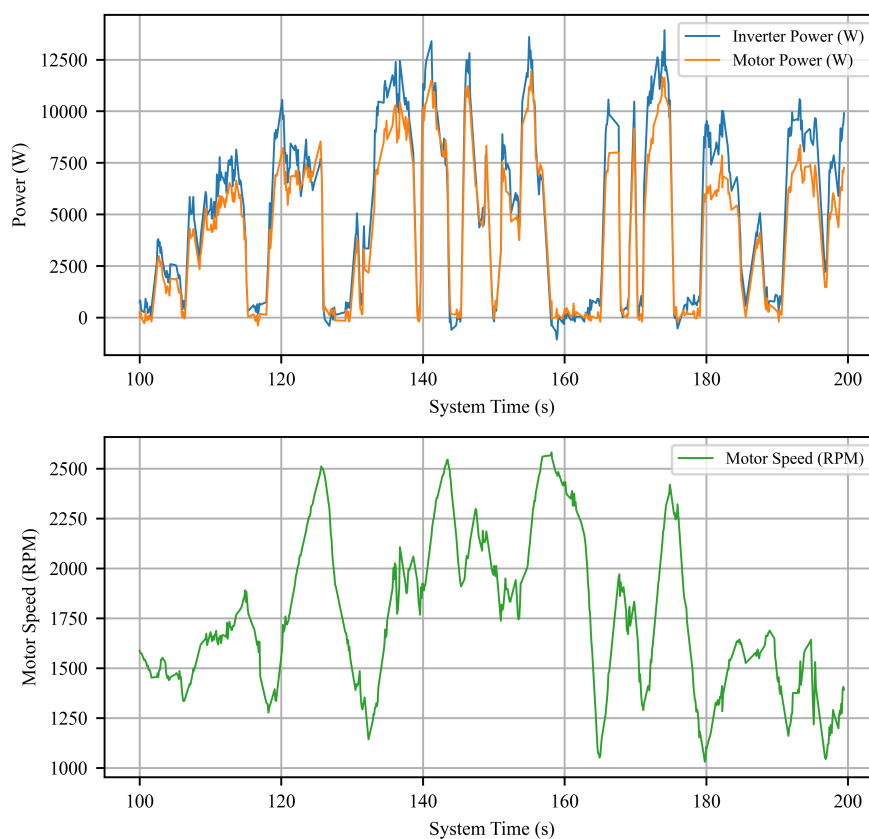
4.4.1 Shakedown e temporada Fórmula SAE Brasil 2024

Na temporada 2024, a prioridade foi garantir a operação segura e a integração com o resto do veículo como um todo, bem como refinar os ajustes dos laços de controle em condições reais de pista.

A equipe enfrentou problemas significativos de confiabilidade no acumulador. Como medida de segurança e devido a atrasos no comissionamento do sistema de baterias, decidiu-se limitar a potência máxima extraída para cerca de 10–15 kW, abaixo do potencial do inversor, de forma a preservar a integridade do *pack* e dos demais subsistemas.

Na configuração inicial de *shakedown*, o controlador de velocidade permaneceu desabilitado, e o controlador de corrente de eixo *q* recebia diretamente a referência derivada do pedal de aceleração. O controlador de velocidade foi mantido no *firmware* para uso em operação autônoma (*driverless*), na qual uma unidade computacional adicional fornece a

Figura 22 – Dados da prova de Enduro na Fórmula SAE Brasil 2024 (energia total consumida de aproximadamente 0,638 kWh em quatro voltas).



Fonte: Elaborado pelo autor.

referência de velocidade. Os comandos de controle e modos de operação eram transmitidos da ECU principal para o inversor via rede CAN do sistema de tração a 40 Hz, com telemetria retornando ao mesmo ritmo. Ao longo dessa fase, o monitoramento de temperatura e o ajuste fino dos controladores foram essenciais para garantir operação confiável.

Na Fórmula SAE Brasil 2024, o veículo equipado com o inversor desenvolvido foi levado à pista. Graças à documentação detalhada do projeto e à preparação prévia, o sistema de tração atendeu às exigências da inspeção elétrica obrigatória sem apontamentos relacionados ao inversor. No entanto, problemas em outros subsistemas atrasaram a conclusão das inspeções elétrica e mecânica, de modo que a equipe só conseguiu participar do último evento dinâmico, a prova de Enduro.

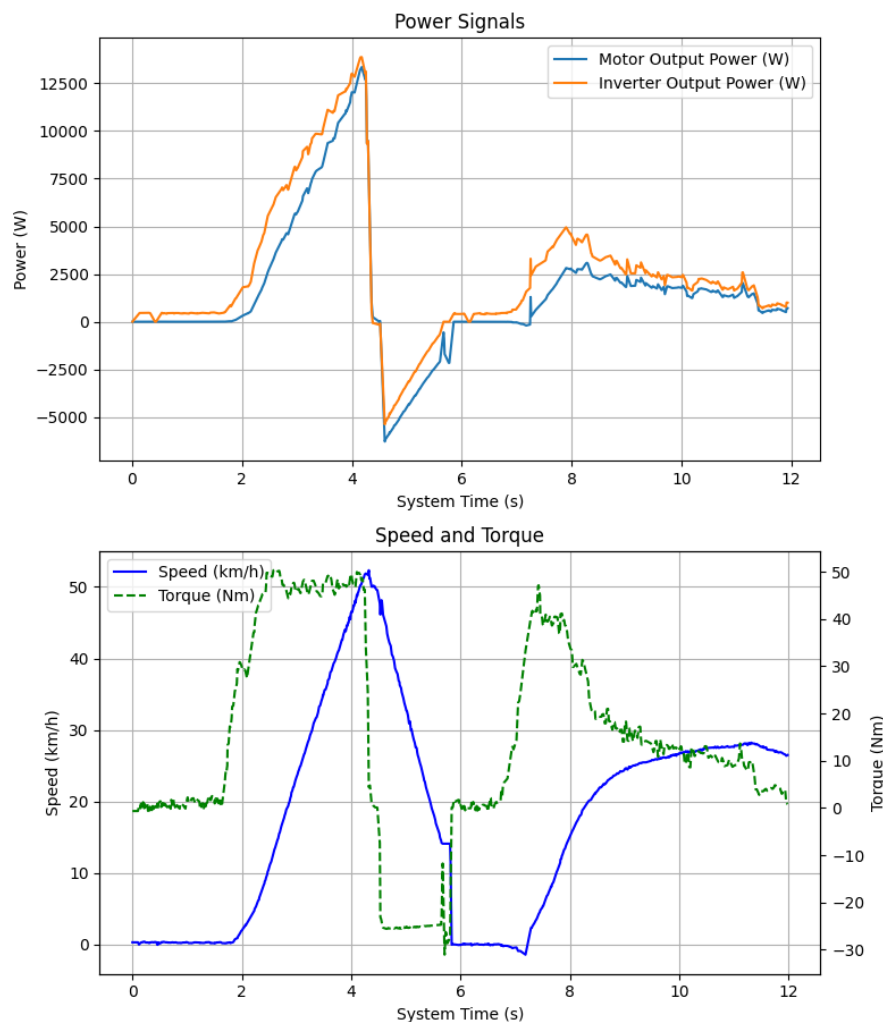
A Figura 22 apresenta dados da prova de Enduro de 2024. O veículo completou quatro voltas, consumindo um total de aproximadamente 0,638 kWh. Esse resultado estabeleceu um novo recorde de Enduro para a equipe e demonstrou a confiabilidade e a eficiência energética do inversor em condições reais de competição. Ainda assim, devido às temperaturas ambiente elevadas no dia do evento, o sistema de monitoramento do veículo identificou níveis excessivos de temperatura, levando à decisão estratégica de desabilitar o sistema de tração para preservar a integridade do *hardware*.

Nos eventos estáticos, o desempenho foi ainda mais expressivo. No *Design Event*, em particular, a equipe obteve a maior pontuação na categoria de *powertrain*, que incluía a avaliação do inversor desenvolvido. Esse resultado contribuiu de forma significativa para o desempenho global da equipe, culminando em um primeiro lugar no evento de Design.

4.4.2 Validação ampliada com o protótipo 2025

Com base na experiência da temporada 2024, foram realizados ensaios adicionais com o protótipo da temporada 2025, que utilizou a segunda geração do inversor desenvolvido.

Figura 23 – Desempenho do inversor em evento de aceleração com o protótipo 2025 (potência, velocidade do veículo e torque do motor).



Fonte: Elaborado pelo autor.

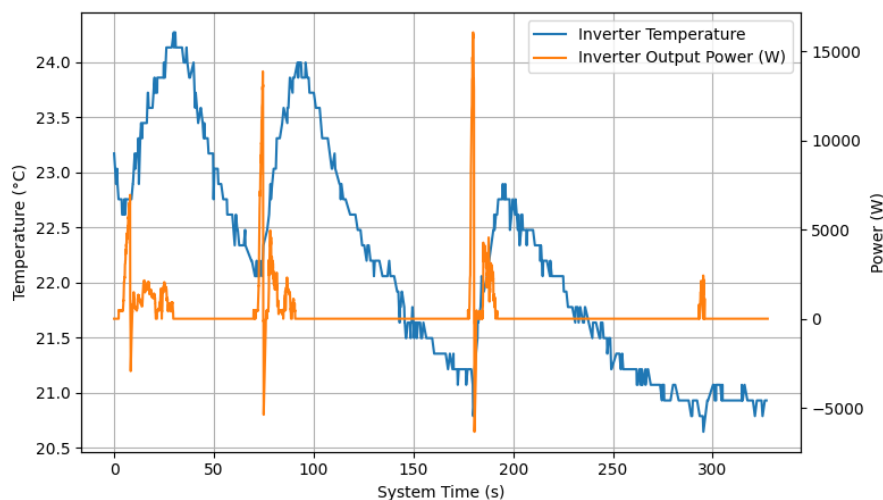
A Figura 23 apresenta resultados obtidos durante um teste da prova de aceleração com o protótipo 2025, incluindo potência de saída, velocidade do veículo e torque do motor

em função do tempo. O inversor demonstrou excelente resposta dinâmica e fidelidade na aplicação de torque, permitindo aceleração de 0 a 50 km/h em aproximadamente 2,7 s. Além do desempenho em regime motor, observou-se também recuperação de energia efetiva em frenagem regenerativa, com potência de pico em torno de 5 kW durante as fases de desaceleração.

Ao contrário da temporada 2024, em que a potência de saída do inversor foi intencionalmente limitada a cerca de 10–15 kW por restrições do acumulador, o protótipo 2025 operou com limitações reduzidas e atingiu potência de pico medida em torno de 17 kW em ensaios representativos.

A Figura 24 apresenta o comportamento térmico do inversor durante uma sequência de três eventos de aceleração, sob temperatura ambiente de aproximadamente 16 °C. Apesar da elevada demanda de potência nessas arrancadas, a temperatura interna do inversor permaneceu amplamente dentro de limites seguros, atingindo um pico de cerca de 24,3 °C.

Figura 24 – Evolução da temperatura interna do inversor ao longo de três eventos de aceleração (protótipo 2025).



Fonte: Elaborado pelo autor.

Para validação em regime prolongado, o protótipo 2025 completou um total acumulado de aproximadamente 18,5 km de testes em pista, abrangendo diferentes ciclos de condução e cenários de carga sustentada. Ao longo desses ensaios, a temperatura interna do inversor foi monitorada continuamente, registrando-se um valor máximo de cerca de 35 °C sob temperatura ambiente em torno de 20 °C. Esses resultados confirmam a robustez térmica do projeto e sua adequação a operações de longa duração no contexto da Formula Student.

A Tabela 6 resume os principais indicadores de desempenho obtidos durante os testes em veículo, consolidando os resultados discutidos nesta seção.

Tabela 6 – Resumo de métricas de desempenho obtidas em testes em veículo

Métrica	Valor medido
Aceleração 0–50 km/h	2,7 s
Potência de pico em tração	17 kW
Potência de pico em frenagem regenerativa	5 kW
Temperatura interna do inversor (ambiente 20 °C)	35,0 °C (pico)
Distância total de testes em pista	18,5 km
Energia consumida no Enduro (4 voltas, 2024)	0,638 kWh

4.4.2.1 Estudo de caso: evento de falha em frenagem regenerativa

Durante os ensaios com o protótipo 2025 foi conduzida uma sequência de testes com ênfase na frenagem regenerativa, instruindo o piloto a priorizar o freio elétrico e utilizar o freio mecânico apenas em último caso. Como mencionado anteriormente, a estratégia de validação adotada pela equipe consistiu em aumentar gradualmente os limites de corrente e tensão do inversor à medida que se ganhava confiança no sistema, de forma a preservar a integridade do *powertrain*.

Em um desses testes, realizado a velocidades relativamente elevadas, foi registrada uma falha representativa do comportamento do sistema em condição de exceção. Em uma frenagem intensa, com o freio regenerativo ativo, o inversor passou a operar em modo gerador, recarregando o acumulador. Nos dados de telemetria (ver Figura 25), observa-se claramente a inversão do sinal da corrente de barramento CC, que sai de um valor positivo, associado à tração, para um valor negativo, associado à recarga das baterias, acompanhada por um aumento progressivo da tensão no barramento CC.

À medida que a corrente de carga se elevou, um dos limites de proteção do sistema de baterias foi atingido, levando à abertura dos *Accumulator Isolation Relays* (AIRs) e à colocação do acumulador em estado de falha. Do ponto de vista do inversor, isso corresponde a uma desconexão súbita da fonte de energia, removendo o principal caminho de retorno para a potência regenerada. No entanto, devido a um erro de lógica na unidade de controle veicular (ECU), o comando de habilitação do inversor e a referência de torque regenerativo permaneceram ativos mesmo após a abertura dos AIRs.

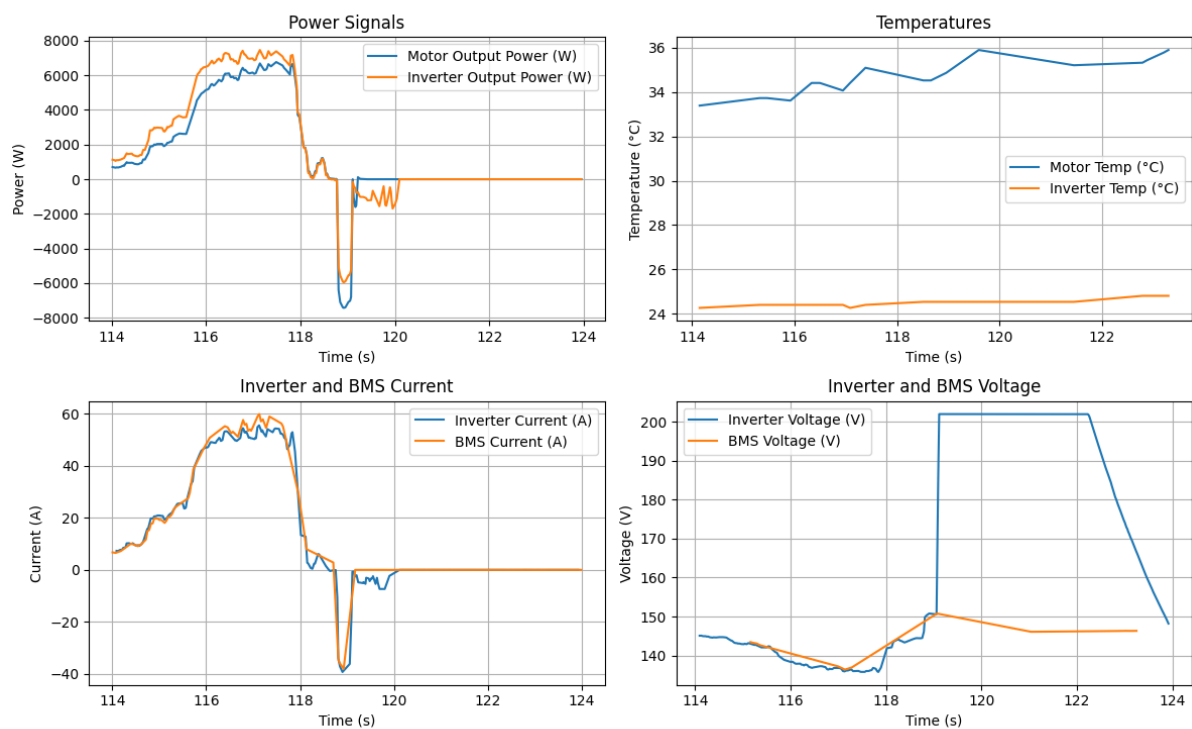
Na ausência de conexão com o acumulador, a energia regenerada passou a ser absorvida quase exclusivamente pelos capacitores do barramento CC e pelo circuito de descarga, resultando em uma rápida elevação da tensão de barramento e em um elevado dv/dt . Como as proteções de sobretensão em *software* ainda não haviam sido implementadas, e comparadores analógicos projetados para atuar como proteção de sobretensão de barramento encontravam-se desabilitados nesta fase de testes, o inversor continuou tentando aplicar corrente regenerativa mesmo após a perda do acumulador.

O resultado foi uma solicitação de energia significativamente acima do previsto sobre o resistor do sistema de descarga e sobre componentes associados ao *front-end* de alta tensão. Após o evento, verificou-se a queima do resistor de descarga e de outros

componentes próximos, enquanto o sistema de diagnóstico do inversor passou a reportar falha persistente em um dos *gate drivers*, impedindo a retomada da operação normal até a substituição dos componentes danificados.

Embora esse evento tenha resultado em falha de *hardware*, ele se mostrou particularmente didático do ponto de vista de projeto e validação, reforçando a importância de uma coordenação mais estreita entre as lógicas de *shutdown* do veículo, as proteções do acumulador e as proteções internas do inversor.

Figura 25 – Evento de falha em frenagem regenerativa



Fonte: Elaborado pelo autor.

5 CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

Este trabalho apresentou o desenvolvimento e a validação experimental de um inversor de tensão trifásico com controle orientado a campo para aplicação em um veículo elétrico de competição da Formula SAE. A partir de requisitos definidos com base no regulamento da competição e nas necessidades específicas da equipe, foi concebido e implementado um sistema de tração em torno de um motor de indução trifásico alimentado por um barramento em torno de 144 V, com capacidade de operação em ambos os sentidos de torque (tração e frenagem regenerativa) e interfaceado ao veículo por meio de um barramento CAN automotivo.

O projeto integrou, de forma coerente, o dimensionamento do estágio de potência (módulos IGBT, barramento CC e sistema de arrefecimento), o desenvolvimento da eletrônica de acionamento e proteção, o desenho da plataforma de controle baseada no TMS320F28069M e o *firmware* com controle vetorial orientado a campo, estratégias de proteção e telemetria integrada. Ensaio em bancada, testes em veículo e simulações em *Hardware-in-the-Loop* (HIL) demonstraram a operação estável do controle, a capacidade de frenagem regenerativa, a integração com o restante do *powertrain* e o atendimento, em larga medida, aos objetivos funcionais definidos para o conversor.

Do ponto de vista experimental, o inversor operou de forma confiável na temporada Fórmula SAE Brasil 2024 e em testes adicionais com o protótipo 2025, alcançando potências de pico da ordem de 17 kW, aceleração de 0–50 km/h em torno de 2,7 s e temperaturas internas mantidas em faixas seguras ao longo de múltiplos ciclos de aceleração e aproximadamente 18,5 km de testes em pista. A plataforma HIL permitiu ainda exercitar o sistema em cenários de falha e de operação fora das condições facilmente reproduzíveis em bancada ou em pista, aumentando a confiança nas estratégias de controle e proteção implementadas.

Apesar desses resultados positivos, algumas limitações importantes devem ser destacadas. Em particular, não foi possível explorar experimentalmente todo o envelope de potência para o qual o inversor foi dimensionado (em torno de 40 kW de entrada), seja por limitações de infraestrutura de ensaio e de *powertrain*, seja pelas restrições de tempo típicas de um projeto acadêmico desenvolvido em paralelo às demais atividades da equipe. Da mesma forma, certos requisitos de desempenho e robustez não puderam ser caracterizados de forma exaustiva com campanhas de ensaio dedicadas, de modo que parte da validação permanece apoiada em resultados de simulação em HIL e em evidências indiretas de operação em pista. Esse contexto reforça o caráter incremental do trabalho: o inversor atinge um nível de maturidade adequado para uso competitivo, mas ainda oferece margem significativa para refinamentos e consolidação de dados.

Sob a perspectiva de formação, destaca-se o nível de complexidade e abrangência do projeto para um trabalho de conclusão de curso em Engenharia Elétrica. O desenvolvimento

integral de um conversor de tração automotivo, cobrindo desde a especificação de requisitos, projeto eletromecânico e térmico, implementação de *hardware* e *firmware* em tempo real até a validação em HIL e em veículo, envolve desafios técnicos e de integração normalmente associados a projetos de maior envergadura. O fato de o sistema ter sido efetivamente colocado em operação em um protótipo de competição, dentro das restrições de recursos e de tempo de uma equipe estudantil, evidencia a robustez das soluções adotadas e o ganho de competência técnica proporcionado pelo trabalho. Uma vista das placas montadas no interior do inversor é apresentada na Figura 26.

Figura 26 – Placas montadas no interior do inversor.



Fonte: Elaborado pelo autor.

De forma geral, conclui-se que o inversor desenvolvido atendeu aos objetivos principais estabelecidos na Introdução: disponibilizar para a equipe um conversor de tração próprio, modular, de custo compatível com o contexto estudantil e capaz de operar com controle vetorial orientado a campo, frenagem regenerativa e interface CAN integrada ao veículo. Embora o *powertrain* como um todo ainda não tenha sido operado no limite superior de potência para o qual o inversor foi dimensionado, os resultados obtidos em HIL, bancada e veículo indicam que a solução proposta é tecnicamente sólida e representa

uma base consistente para futuras evoluções do sistema de tração da equipe.

5.1 TRABALHOS FUTUROS

Mesmo com os resultados positivos obtidos, diversos desdobramentos naturais deste trabalho podem ser explorados em atividades futuras, tanto na continuidade do desenvolvimento do inversor quanto em novas linhas de pesquisa e otimização:

- **Exploração do envelope completo de potência:** realizar ensaios em bancada e em veículo com fontes e cargas capazes de exercitar o inversor em níveis próximos aos 40 kW de entrada para os quais foi dimensionado, refinando o projeto térmico e as estratégias de proteção em condições de estresse contínuo.
- **Aperfeiçoamento do controle *sensorless*:** investigar algoritmos de estimação de fluxo e velocidade mais robustos em baixas rotações, bem como técnicas de arranque e de alinhamento de fluxo que reduzam ainda mais oscilações de torque em velocidades próximas de zero, relevantes para manobras e para modos autônomos.
- **Migração para dispositivos de banda larga:** avaliar a viabilidade de uma versão futura do inversor baseada em dispositivos de SiC ou GaN, com foco em aumento de densidade de potência, redução de perdas de comutação e simplificação do sistema de arrefecimento, comparando os ganhos práticos com o aumento de custo e de complexidade de projeto.
- **Integração mais profunda com o veículo:** expandir o uso do barramento CAN para incluir estratégias coordenadas de limitação de potência em função do estado de carga e da temperatura da bateria, bem como modos de operação específicos para diferentes eventos (aceleração, *autocross*, Enduro e *driverless*), aproveitando a infraestrutura de telemetria já integrada ao inversor.

Esses desdobramentos apontam para um caminho natural de evolução do inversor desenvolvido, tanto no sentido de aproximá-lo ainda mais de soluções industriais de alta densidade de potência quanto no de fortalecer o papel do projeto como plataforma didática e de pesquisa aplicada em eletrônica de potência e sistemas embarcados para veículos elétricos de competição.

REFERÊNCIAS

- AG, Infineon Technologies. **IPOSIM Online Power Simulation Platform**. Disponível em: <https://www.infineon.com/design-resources/simulation-modeling/iposim-infineon-power-simulation-tool-plecs>. Acesso em: 1 nov. 2025.
- BISCHOF, Günter et al. The Impact of the Formula Student Competition on Undergraduate Research Projects. In: PROCEEDINGS of the 39th IEEE Frontiers in Education Conference. San Antonio, TX, USA: IEEE, 2009. DOI: 10.1109/FIE.2009.5350746.
- BLASCHKE, Felix. The Principle of Field Orientation as Applied to the New TRANSVECTOR Closed-Loop Control System for Rotating-Field Machines. **Siemens Review**, v. 39, n. 5, p. 217–220, 1972.
- BOSE, Bimal K. **Modern Power Electronics and AC Drives**. [S.l.]: Prentice Hall, 2002.
- ELECTRICAL4U. **Equivalent Circuit for an Induction Motor**. Acesso em: nov. 2025. 2024. Disponível em: <https://www.electrical4u.com/equivalent-circuit-for-an-induction-motor/>.
- FIA FORMULA E. **Everything you need to know about Formula E's latest race car (GEN3/GEN3 Evo)**. Acesso em: nov. 2025. 2025. Disponível em: <https://www.fiaformulae.com/en/news/750960/everything-you-need-to-know-about-formula-e-s-latest-race-car-gen3-evo>.
- HOLMES, D. Grahame; LIPO, Thomas A. **Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice**. [S.l.]: IEEE Press, 2003.
- HOLTZ, Joachim. Sensorless Control of Induction Motor Drives. **Proceedings of the IEEE**, v. 90, n. 8, p. 1359–1394, 2002. DOI: 10.1109/JPROC.2002.800726.
- INFINEON TECHNOLOGIES. **EiceDRIVER™ 1ED34x1Mc12M Enhanced: Single-channel isolated gate driver IC with adjustable DESAT and soft-off**. [S.l.], 2021. Datasheet v2.1. Disponível em: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-1ED34x1Mx12M-DataSheet-v01_10-EN.pdf.
- INTERNATIONAL ENERGY AGENCY. **Global EV Outlook 2025**. Paris: [s.n.], 2025. Acesso em: nov. 2025. Disponível em: <https://www.iea.org/reports/global-ev-outlook-2025>.
- MIHALIČ, Franc; TRUNTIČ, Mitja; HREN, Alenka. Hardware-in-the-Loop Simulations: A Historical Overview of Engineering Challenges. **Electronics**, v. 11, n. 15, p. 2462, 2022. DOI: 10.3390/electronics11152462. Disponível em: <https://www.mdpi.com/2079-9292/11/15/2462>.
- MOHAN, Ned; UNDELAND, Tore M.; ROBBINS, William P. **Power Electronics: Converters, Applications, and Design**. 3. ed. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2003.

- MOLDOVAN, T. et al. Typhoon HIL Real-Time Validation of Permanent Magnet Synchronous Motor's Control. In: 2021 9th International Conference on Modern Power Systems (MPS). Cluj-Napoca, Romania: [s.n.], 2021. p. 1–6. DOI: 10.1109/MPS52805.2021.9492619.
- PH, PH. **Controle escalar do motor de indução trifásico**. Acesso em: out. 2025. Set. 2015. Disponível em: <https://www.phph.com.br/artigo/control-escalar-do-motor-de-inducao-trifasico>.
- SAE INTERNATIONAL. **About SAE Formula Events**. Acesso em: nov. 2025. 2025. Disponível em: <https://www.sae.org/events/student/about/formula>.
- SAE INTERNATIONAL. **Formula SAE Electric 2024 Supplement**. [S.l.: s.n.], 2024b. PDF. Requisitos adicionais para a categoria elétrica. Acesso em: nov. 2025. Disponível em: <https://www.fsaeonline.com/cdsweb/gen/DownloadDocument.aspx?DocumentID=e55ae005-d46b-4018-b94d-39d83c580aae>.
- SAE INTERNATIONAL. **Formula SAE Rules 2024**. [S.l.: s.n.], 2024a. PDF. Versão 1.0. Acesso em: nov. 2025. Disponível em: <https://www.fsaeonline.com/cdsweb/gen/DownloadDocument.aspx?DocumentID=369d01c0-589d-4ebe-b8d4-b07544f4a52b>.
- SALCONE, M.; BOND, J. Selecting Film Bus Link Capacitors for High Performance Inverter Applications. In: 2009 IEEE International Electric Machines and Drives Conference. Miami, FL, USA: [s.n.], 2009. p. 1692–1699. DOI: 10.1109/IEMDC.2009.5075431.
- SHEPARD, Jeff. **What comprises an EV powertrain?** Acesso em: nov. 2025. EE World Online. Out. 2023. Disponível em: <https://www.evengineeringonline.com/what-comprises-an-ev-powertrain/>.
- SILVA, Lucas P. da et al. Development and Experimental Validation of a Field-Oriented Control Voltage Source Inverter for Formula Student Electric Vehicles. **Eletrônica de Potência**, v. 30, e202557, 2025. DOI: 10.18618/REP.e202557. Disponível em: <https://journal.sobraep.org.br/index.php/rep/article/view/1055>.
- SILVA, Lucas Paiva da. **Lovelace2: códigos-fonte, projetos de hardware e dados experimentais do inversor de tração**. Repositório público com códigos-fonte, arquivos de projeto e dados experimentais associados a este trabalho. Acesso em: 4 dez. 2025. 2025. Disponível em: <https://github.com/LucasPaivaSilva/Lovelace2>.
- SOLBAKKEN, Yngve. **Space Vector PWM Intro**. Acesso em: out. 2025. Switchcraft. Maio 2017. Disponível em: <https://www.switchcraft.org/learning/2017/3/15/space-vector-pwm-intro>.
- STELLA, Fausto; PELLEGRINO, Gianmario; ARMANDO, Eric. Three-phase Inverter for Formula SAE Electric with Online Junction Temperature Estimation of all SiC

MOSFETs. In: PROC. IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). [S.l.: s.n.], 2020. p. 1154–1161.

SU, Gui-jia et al. A High-Power Density Segmented Traction Drive Inverter. In: PROC. 2023 IEEE Energy Conversion Congress and Expo (ECCE). Nashville, TN, USA: [s.n.], 2023. p. 1825–1830.

TEXAS INSTRUMENTS. **InstaSPIN-FOC and InstaSPIN-MOTION User's Guide**. [S.l.], 2013. Literature number SPRUHJ1. Disponível em: <https://www.ti.com/lit/ug/spruhj1g/spruhj1g.pdf>.

TYPHOON HIL. **Three Phase Inverter**. Typhoon HIL Software Manual (Documentation Version: 2025.04). Disponível em: https://www.typhoon-hil.com/documentation/typhoon-hil-software-manual/References/three-phase_two-level_inverter_rectifier.html. Acesso em: 1 nov. 2025.

TYPHOON HIL. **What is Controller Hardware-In-The-Loop Simulation, or C-HIL?** Acesso em: nov. 2025. Set. 2024. Disponível em: <https://www.typhoon-hil.com/blog/what-is-controller-hardware-in-the-loop-c-hil-simulation/>.

URALDE, Jokin et al. Model Predictive Control Design and Hardware in the Loop Validation for an Electric Vehicle Powertrain Based on Induction Motors. **Electronics**, v. 12, n. 21, p. 4516, 2023. DOI: 10.3390/electronics12214516. Disponível em: <https://www.mdpi.com/2079-9292/12/21/4516>.

VAS, Peter. **Sensorless Vector and Direct Torque Control**. Oxford: Oxford University Press, 1998. (Monographs in Electrical and Electronic Engineering). ISBN 9780198564652.

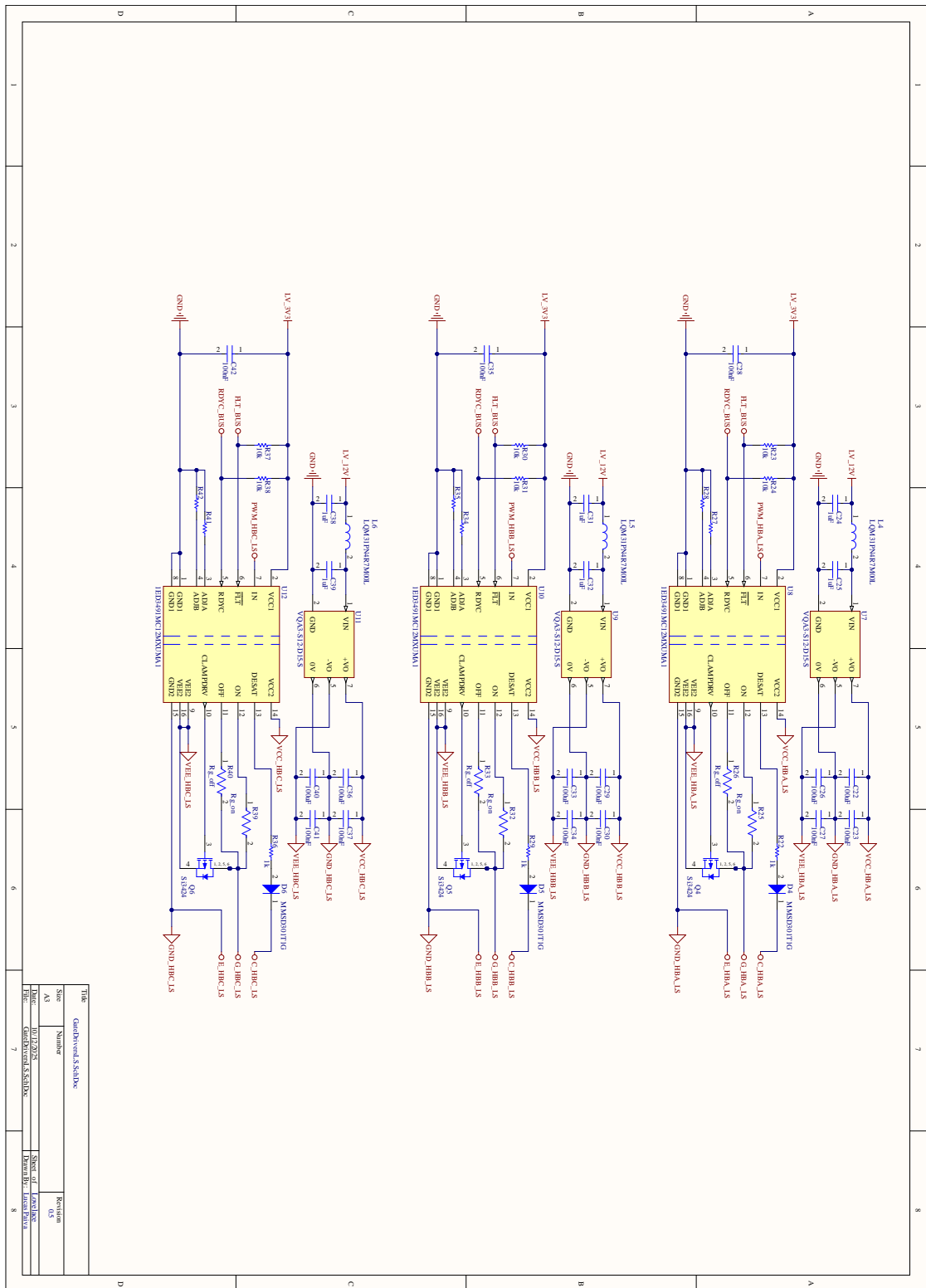
WISCONSIN RACING FORMULA SAE TEAM. **120 kW Quad Inverter Report**. [S.l.: s.n.], 2020. Relatório on-line. Acesso em: 12 out. 2025. Disponível em: https://www.wisconsinracing.org/wp-content/uploads/2020/10/WR_Quad_Inverter.pdf.

WRZECIONKO, Benjamin; BORTIS, Dominik; KOLAR, Johann W. A 120 °C Ambient Temperature Forced Air-Cooled Normally-off SiC JFET Automotive Inverter System. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 29, n. 5, p. 2345–2358, maio 2014. DOI: 10.1109/TPEL.2013.2294906.

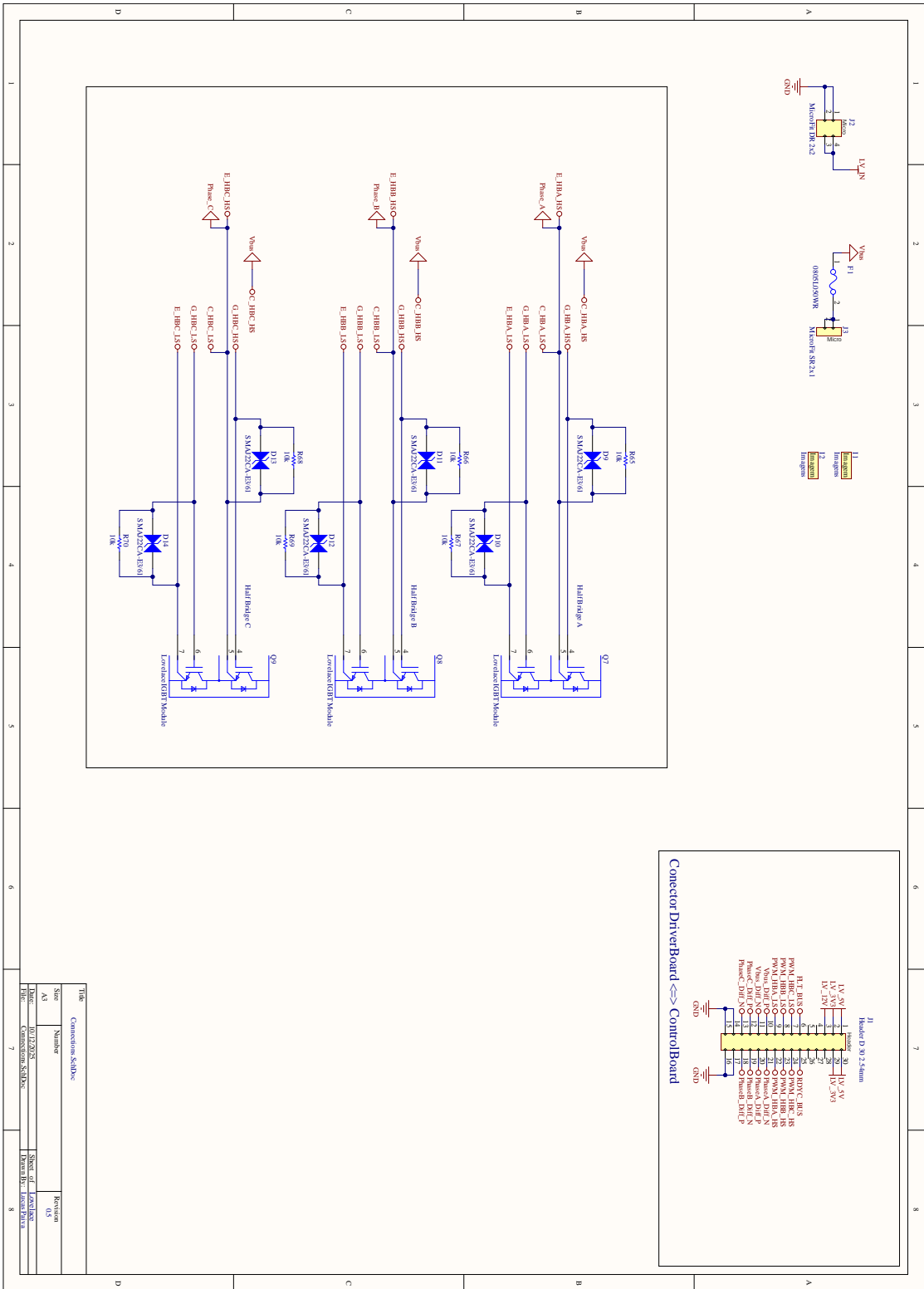
YOUSEF, Ayman Y.; ABDELMAKSOU, S. M. Review on Field Oriented Control of Induction Motor. **International Journal for Research in Emerging Science and Technology**, v. 2, n. 7, p. 5–16, 2015. Disponível em: ResearchGate. Acesso em: nov. 2025.

ZHANG, Chi et al. A SiC-Based 100 kW High-Power-Density (34 kW/L) Electric Vehicle Traction Inverter. In: PROC. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). Portland, OR, USA: [s.n.], 2018. ISBN: 978-1-4799-7312-5.

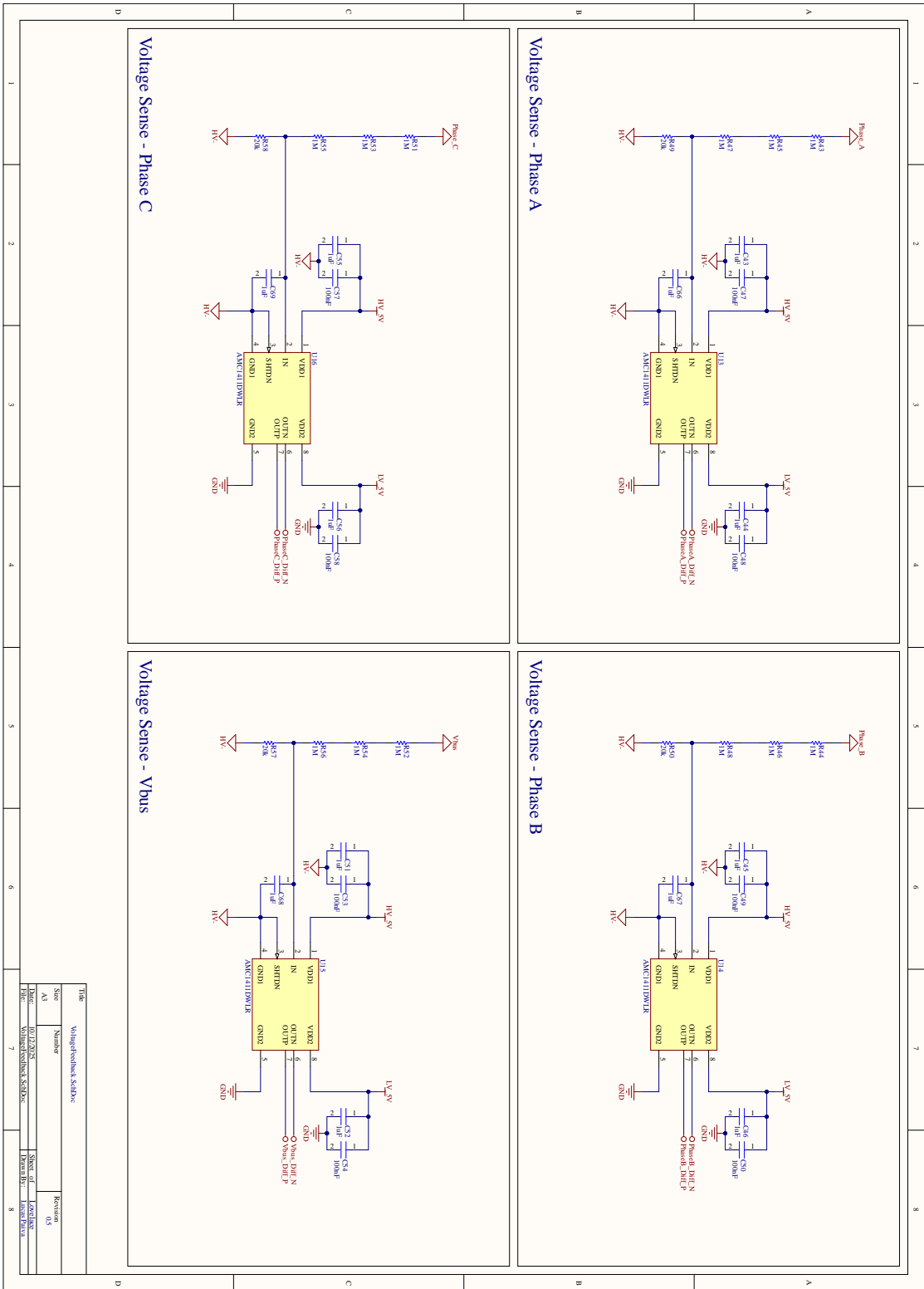
ZHOU, Keliang; WANG, Danwei. Relationship Between Space-Vector Modulation and Three-Phase Carrier-Based PWM: A Comprehensive Analysis. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 49, n. 1, p. 186–196, fev. 2002. DOI: 10.1109/41.982262.



Title		Revision	
Qualification S.S. Index		05	
Size	Number	Date	Revision
A3		01/12/2024	05
File: Gerber/Qualification S.S. Index		Sheet of: 05/05	
7		8	



Title		Revision	
Connection Schematic	Number	05	Version
AS	01/20/20	Sheet of	05
Date	01/20/20	Drawn by	AS
File	Connection Schematic	Checked by	AS
	7		8



Title		VoltageFeedback_Schds	
Size	Number	Revision	
A3		0.5	
Date	01/12/2024	Sheet of 04	
File	VoltageFeedback_Schds	Project - 04	
		7	
		8	

