

UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA – UDESC
CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS – CCT
**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA – DEPARTA-
MENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA – DEE**

FILIPE FERNANDES

**PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM ACIONAMENTO INTEGRADO AXIAL
PARA VEÍCULOS ELÉTRICOS**

JOINVILLE

2025

FILIPPE FERNANDES

**PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM ACIONAMENTO INTEGRADO AXIAL
PARA VEÍCULOS ELÉTRICOS**

Dissertação apresentada ao curso de pós-graduação em Engenharia Elétrica, do Centro de Ciências Tecnológicas, da Universidade do Estado de Santa Catarina, como requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Dr. Marcello Mezaroba
Coorientador: Dr. Ademir Nied

JOINVILLE

2025

Fernandes, Filipe

Projeto e implementação de um acionamento integrado axial
para veículos elétricos : / Filipe Fernandes. -- 2025
114 p.

Orientador: Marcello Mezaroba

Dissertação (mestrado) -- Universidade do Estado de Santa
Catarina, Centro de Ciências Tecnológicas – CCT, PROGRAMA
DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA –
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA – DEE,
Joinville, 2025.

1.Acionamento de Motor Integrado.2.Integração
Axial.3.Veículos Elétricos. I. Mezaroba, Marcello. II Universidade
do Estado de Santa Catarina, Centro de Ciências Tecnológicas –
CCT, PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA
ELÉTRICA – DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
– DEE. III Título.

FILIPE FERNANDES

**PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM ACIONAMENTO INTEGRADO AXIAL
PARA VEÍCULOS ELÉTRICOS:**

Dissertação apresentada ao curso de pós-graduação em Engenharia Elétrica, do Centro de Ciências Tecnológicas, da Universidade do Estado de Santa Catarina, como requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

BANCA EXAMINADORA

Dr. Marcello Mezaroba

Universidade do Estado de Santa Catarina

Dr. Ademir Nied

Universidade do Estado de Santa Catarina

Membros:

Dr. Sergio Vidal Garcia Oliveira

Universidade do Estado de Santa Catarina

Dr. Ademir Toebe

Universidade Federal de Santa Maria

Joinville, 12 de dezembro de 2025.

A todos os guerreiros que trabalham e estudam.

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a Deus por me guiar até aqui. Sua sabedoria e providência estiveram ao meu lado em todos os momentos, abrindo os caminhos e me sustentando. Não tenho dúvidas de que Ele está no controle de todas as coisas.

Ao meu professor, orientador e chefe, Marcello Mezaroba, minha profunda gratidão. Agradeço por ter confiado a mim o desafio de construir um acionamento integrado e por me proporcionar o que ele mesmo definiu como um trabalho “engrandecedor”. Foi, de fato, muito desafiador, mas o resultado é um crescimento profissional inestimável. Hoje, me sinto um profissional mais experiente e preparado para desafios maiores.

À minha família, por todo amor e apoio incondicional. Mesmo nos momentos em que não compreendiam plenamente a dedicação exigida pelo mestrado, eles sempre foram minha principal fonte de alegria e incentivo.

Agradeço também às instituições de fomento e parceiros. À Universidade do Estado de Santa Catarina (UDESC), por toda a infraestrutura e pelo ambiente acadêmico que possibilitaram esta pesquisa. À FAPESC, pelo financiamento essencial que viabilizou a aquisição da maior parte dos componentes. À SUPPLIER, empresa na qual atuei durante este período, pelo valioso suporte na compra de materiais, pelo auxílio fundamental nas etapas de montagem das placas e a disponibilização de sua estrutura e espaço para montagens e intervenções no protótipo.

Aos colegas participantes do E-Force, especialmente ao Endrigo V. J. da Silva que repartiu diversas informações sobre o motor utilizado no projeto e auxiliou em algumas simulações do motor. E ao Gabriel I. Rochi que me auxiliou acionando o motor deste projeto com o acionamento comercial do E-Force.

Ao meu amigo Lucas V. Bublitz que adaptou o modelo de Trabalhos Acadêmicos da UDESC para linguagem Typst, na qual todo este trabalho está escrito.

Aos meus colegas, amigos e demais professores e profissionais do mestrado, meu muito obrigado. A jornada foi imensamente enriquecida pelas nossas trocas de ideias, conversas técnicas e pelo apoio mútuo. Os momentos de descontração, as piadas e tudo mais foram fundamentais para tornar o caminho mais leve e produtivo.

Estendo meus agradecimentos à Totality, pela doação das chaves utilizada nos inversores, e à Fundação Curitiba, pela doação do molde de areia, contribuições que foram muito importantes para a execução deste projeto.

Assim, pois, lembre-se cada um de que foi criado por Deus a fim de trabalhar diligentemente e de entregar-se à sua tarefa.

João Calvino

RESUMO

Este trabalho apresenta o projeto, a construção e a validação experimental de um Acionamento de Motor Integrado (IMD) de topologia axial montado na carcaça, visando atender à demanda por soluções de conversão de veículos a combustão em veículos elétricos. O sistema foi desenvolvido para acoplar-se a um motor de indução comercial de 6 kW, substituindo a tampa traseira original por uma flange customizada. Utilizou-se uma estrutura hexagonal de dissipadores comerciais para formar o invólucro da eletrônica com refrigeração passiva e proteção ambiental. O projeto elétrico adotou uma arquitetura modular com MOSFETs em paralelo montados em placas de circuito impresso com núcleo metálico (MCPCB) para gerenciamento térmico, controlados por um microcontrolador da família TMS320. A manufatura do protótipo foi conduzida utilizando impressão 3D para criar modelos para a fundição em areia de flanges de alumínio, seguido pela usinagem de precisão das interfaces mecânicas. A validação experimental foi conduzida em três etapas: testes individuais dos módulos em modo *buck*, que confirmaram a estabilidade térmica em 40°C; ensaios com carga RL; e o acionamento do motor. Utilizando uma estratégia de controle escalar V/F e chaveamento em 1,5 kHz para reduzir perdas, o protótipo acionou o motor com sucesso até sua rotação nominal de 4500 RPM, demonstrando funcionalidade e estabelecendo uma base para futuros desenvolvimentos que explorem todas as funções disponíveis no IMD.

Palavras-chave: Acionamento de Motor Integrado; Integração Axial; Veículos Elétricos.

ABSTRACT

This work presents the design, construction, and experimental validation of an Axial Housing Mounted (AHM) Integrated Motor Drive (IMD), aiming to address the demand for combustion-to-electric vehicle conversion solutions. The system was developed to couple with a 6 kW commercial induction motor by replacing the original rear cover with a custom flange. A hexagonal structure of commercial heatsinks was utilized to form the electronics enclosure, providing passive cooling and environmental protection. The electrical design adopted a modular architecture with parallel MOSFETs mounted on Metal Core Printed Circuit Boards (MCPCB) for thermal management, controlled by a TMS320F280037C microcontroller. Prototype manufacturing was conducted using 3D printing to create patterns for sand casting aluminum flanges, followed by precision machining of mechanical interfaces. Experimental validation was carried out in three stages: individual module tests in buck mode, which confirmed thermal stability at 40°C; tests with an RL load; and the motor drive itself. Using a scalar V/F control strategy and 1.5 kHz switching frequency to reduce losses, the prototype successfully drove the motor up to its nominal speed of 4500 RPM, demonstrating functionality and establishing a foundation for future developments that explore all available functions within the IMD.

Keywords: Integrated Motor Drives; Axial Integration; Electric Vehicles.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1	Veículo do projeto E-force.	22
Figura 2	Quatro formas de posicionar um acionamento integrado de motor.	24
Figura 3	IMD comercial da Tesla, Inc. [®] : Placa de potência do modelo Tesla S (a) e inversor do IMD do Tesla S (b)	25
Figura 4	Comparação dos inversores modelos Tesla S e Tesla 3: Posição do inversor no Tesla S (a) e seu inversor aberto (b); Posição do inversor no Tesla 3 (c) e seu inversor aberto (d).	26
Figura 5	Refrigeração com manto de água	28
Figura 6	Inversor CSI	32
Figura 7	Exemplo de módulo IMMD	33
Figura 8	Conceito do acionamento integrado modular (IMMD)	34
Figura 9	Motor utilizado e seu acionamento comercial	41
Figura 10	Curva do acionamento V/F	43
Figura 11	Topologia utilizada.	45
Figura 12	Transientes de comutação do MOSFET de potência: Tensão e corrente no gatilho (a); Tensão e corrente sobre a chave (b); Potência dissipada na chave (c); Detalhe da curva de tensão e corrente sobre a chave (d)	47
Figura 13	Layout do paralelismo de MOSFETs.	50
Figura 14	Circuito inversor.	51
Figura 15	Layout inversor.	52
Figura 16	Diagrama funcional da placa de driver implementada.	53
Figura 17	Posicionamento dos sensores de corrente.	53
Figura 18	Layout placa de <i>driver</i>	54
Figura 19	<i>Layout</i> barramento.	55
Figura 20	Diagrama de blocos do sistema com evidência à placa de controle.	55
Figura 21	Layout placa de interface.	57
Figura 22	Fechamento retirado do motor (a) e Motor sem o fechamento (b)	60
Figura 23	Primeiros modelos de disposição dos dissipadores: Distribuição triangular (a); quadrangular (b) e hexagonal (c).	61
Figura 24	Alterações de projeto da flange para viabilizar a manufatura por fundição em areia.	63
Figura 25	Integração com vistas à placa de controle, mostrando o módulo inversor, driver e barramento.	64

Figura 26	Solução de fixação e isolamento dos barramentos.	65
Figura 27	Vista Frontal, destacando os conectores de potência e comando.	65
Figura 28	Visualização do IMD por subtração de partes, ilustrando a montagem.	66
Figura 29	Comparação dos tamanhos do motor e IMD.	66
Figura 30	Peças 3D impressas	69
Figura 31	Impressão 3D das flanges em processo: Flange sem mancal (a) e Flange com mancal (b)	70
Figura 32	Modelos em processo (a) e (b), Modelos acabados (c) e (d); Flange sem mancal (a) e (c) e Flange com mancal (b) e (d)	70
Figura 33	Molde bipartido de areia: parte inferior (a) e parte superior (b).	71
Figura 34	Vazamento do alumínio (a), Desmolde (b) e Acabamento (c).	72
Figura 35	Peças no final do processo (a) e na usinagem (b)	72
Figura 36	Validação dos posicionamentos das peças mecânicas: Frontal do IMD (a); Interior do IMD (b) e Fixação do Encoder (c)	73
Figura 37	Montagem final do IMD	74
Figura 38	IMD com a flange aberta	74
Figura 39	Análise comparativa da composição do volume do IMD	75
Figura 40	Circuito equivalente do teste do módulo (modo <i>buck</i>).	76
Figura 41	Oscilação no gate com $R_G = 56 \Omega$. Canal 1 (azul escuro): tensão na chave superior; Canal 2 (azul claro): corrente da fonte; canal 3 (roxo): tensão no barramento e canal 4 (verde): tensão no gatilho da chave inferior.	78
Figura 42	Simulação circuito no Infineon SPICE	78
Figura 43	Simulação do transitório. Corrente na Chave (a); tensão no gatilho da chave superior em comparação ao sinal de comando (b); tensão no gatilho da chave inferior em comparação ao sinal de comando (c)	79
Figura 44	Simulação do transitório com o driver alterado. Corrente na Chave (a); tensão no gatilho da chave superior em comparação ao sinal de comando (b); tensão no gatilho da chave inferior em comparação ao sinal de comando (c)	80
Figura 45	Oscilação no gate com R_G assimétrico ($200 \Omega / 33 \Omega$). Canal 1 (azul escuro): V_{desat} ; canal 2 (azul claro): corrente da fonte; canal 3 (roxo): tensão no gatilho da chave inferior e canal 4 (verde): tensão no barramento.	80
Figura 46	Circuito Simulação da validação do módulo implementado no GeckoCIR-CUITS.	83

Figura 47 Resultados da simulação dos módulos: Tensão de alimentação V_{in} (preto); tensão na carga V_o (vermelho); corrente da fonte I_{in} (Verde); corrente na carga I_o (Azul).	83
Figura 48 Comparação das perdas.	84
Figura 49 <i>Setup</i> dos testes para validação dos módulos.	84
Figura 50 Forma de onda dos testes dos módulos: V_{desat} (azul escuro); metade da corrente na carga (azul claro); tensão de gatilho da chave inferior (rosa); Tensão no barramento (verde)	85
Figura 51 Elevação de temperatura no teste dos módulos.	86
Figura 52 Circuito equivalente do teste trifásico.	87
Figura 53 Circuito Simulação do teste com carga RL implementado no GeckoCIR-CUITS.	87
Figura 54 Formas de onda da simulação trifásica. Tensões (a) e Correntes (b).	89
Figura 55 <i>Setup</i> dos testes trifásicos com carga RL.	90
Figura 56 Resultados do ensaio trifásico com carga RL. Tensões e correntes de fase.	91
Figura 57 Ensaio com inversor comercial em 4500 RPM. Corrente de uma fase e tensão de linha.	93
Figura 58 Circuito equivalente do teste do motor.	93
Figura 59 Circuito de simulação do acionamento do motor implementado no GeckoCIR-CUITS.	94
Figura 60 Resultados das simulações com Rampa V/F decrescente (a) e Desconexão (b). Razão de modulação da fase A (vermelho); velocidade mecânica [RPM] (azul); tensão do barramento [V] (verde); corrente da fase A [A] (roxo).	94
Figura 61 Acionamento completo do motor com rampa descendente de tensão. Tensão da onda modulante da fase A (vermelho); velocidade mecânica [RPM] (azul); tensão do barramento [V] (verde); corrente da fase A [A] (roxo).	96
Figura 62 Acionamento completo do motor a vazio. Tensão de Linha (vermelho); velocidade mecânica (azul); tensão do barramento (verde); corrente da fase A (roxo).	97
Figura 63 Sinais em regime (detalhe em 4500 RPM). Tensão de Linha (vermelho); velocidade mecânica (azul); tensão do barramento (verde); corrente da fase A (roxo).	99

LISTA DE TABELAS

Tabela 1	Parâmetros do Motor	37
Tabela 2	Constantes Dinâmicas do Motor	41
Tabela 3	Resultados do Teste do Motor a Vazio com Inversor Comercial	92

LISTA DE ABREVIATURAS

AHM	<i>Axial Housing Mounted</i> (montado na carcaça axial)
ASM	<i>Axial Stator-iron Mounted</i> (montado no estator axial)
CA	Corrente Alternada
CAN	<i>Controller Area Network</i>
CC	Corrente Contínua
CI	Circuito Integrado
CSI	<i>Current Source Inverter</i> (Inversor por Fonte de Corrente)
EMC	Compatibilidade Eletromagnética
EMI	<i>Electromagnetic Interference</i> (Interferência Eletromagnética)
FAPESC	Fundação de Amparo à Pesquisa e Inovação do Estado de Santa Catarina
FOC	<i>Field-Oriented Control</i> (Controle Orientado a Campo)
GaN	Nitreto de Gálio
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i> (Transistor Bipolar de Porta Isolada)
IMD	<i>Integrated Motor Drive</i> (Acionamento de motor integrado)
IMMD	<i>Integrated Modular Motor Drive</i> (Acionamento Integrado Modular)
MCPCB	<i>Metal Core Printed Circuit Board</i> (placa de circuito impresso com núcleo metálico)
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i> (transistor de efeito de campo semicondutor de óxido metálico)
PCB	<i>Printed Circuit Board</i> (Placa de circuito impresso)
PLA	Poliácido Láctico
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> (Modulação por Largura de Pulso)
RHM	<i>Radial Housing Mounted</i> (montado na carcaça radial)
RL	Resistiva e Indutiva
RPM	Rotações por Minuto
RSM	<i>Radial Stator-iron Mounted</i> (montado no estator radial)
SAE	<i>Society of Automotive Engineers</i> (Sociedade de Engenheiros Automotivos)
SiC	Carboneto de Silício
SPWM	<i>Sinusoidal Pulse Width Modulation</i> (Modulação por Largura de Pulso Senoidal)
UDESC	Universidade do Estado de Santa Catarina
VSI	<i>Voltage Source Inverter</i> (Inversos por Fonte de Tensão)

LISTA DE SÍMBOLOS

%	Porcentagem
V ou U	Tensão Elétrica
I	Corrente Elétrica
λ	Fluxo Magnético
R	Resistência Elétrica
d	Operador Diferencial
t	Tempo
T	Torque
L	Indutância
θ	Ângulo
ω	Velocidade Angular
P	Polos do motor quando sem subscrito ou Perdas quando com subscrito
F	Frequência
s	Escorregamento
E	Energia
U_{DD}	Tensão sobre a chave
V_{th}	Tensão de <i>threshold</i>
R_G	Resistência de Gate da Chave
V_{desat}	Tensão de monitoramento da proteção do driver

Modificadores:

a	Fase A do sistema trifásico
b	Fase B do sistema trifásico
c	Fase C do sistema trifásico
s	Estator
r	Rotor
m	Mecânica quando usado com ω ou θ e Magnetização quando usado com L ou V
e	Elétrico
α	Eixo α do sistema bifásico
β	Eixo β do sistema bifásico
d	Eixo d do sistema bifásico
q	Eixo q do sistema bifásico
CC	Corrente Contínua
min	Mínimo
max	Máximo

on	Ligar
off	Desligar
<i>D</i>	Dreno
<i>S</i>	<i>Source</i>
<i>M</i>	MOSFET
<i>D</i>	Diodo
cond	de Condução
com	de Comutação
diss	dissipada

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO.....	19
2	ACIONAMENTOS ELÉTRICOS INTEGRADOS.....	23
2.1	TIPOS DE IMD.....	23
2.2	APLICAÇÕES.....	25
2.3	DESAFIOS.....	26
2.3.1	Gestão térmica.....	27
2.3.2	Vibração.....	29
2.3.3	Interferência Eletromagnética.....	30
2.3.4	Modularidade e tolerância a falhas.....	33
2.4	CONCLUSÃO DO CAPÍTULO.....	36
3	MODELO DO MOTOR.....	37
3.1	MOTOR DE INDUÇÃO DO TIPO GAIOLA DE ESQUILO.....	37
3.2	MODELO DINÂMICO.....	38
3.3	MODELO DO MOTOR DE INDUÇÃO EM VARIÁVEIS DE FASE (A B C)..	38
3.4	TRANSFORMAÇÕES DE REFERENCIAL PARA O MODELO DO MOTOR.....	39
3.4.1	A Transformação de Clarke e Park ($abc \rightarrow dq0$).....	39
3.4.2	O Modelo dq do Motor de Indução.....	40
3.5	CARACTERÍSTICAS DO MOTOR DA APLICAÇÃO.....	41
3.6	CONTROLE ESCALAR (V/F) DE MALHA ABERTA.....	41
3.6.1	Compensação em Baixa Frequência (Voltage Boost).....	43
3.6.2	Limitações do Controle V/F em Malha Aberta.....	44
3.7	CONCLUSÃO DO CAPÍTULO.....	44
4	PROJETO ELÉTRICO.....	45
4.1	MÓDULO INVERSOR.....	45
4.1.1	Estimativa de perdas das chaves.....	46
4.1.2	Layout do inversor.....	50
4.2	DRIVER E SENSOR DE CORRENTE.....	52
4.3	BARRAMENTO CAPACITIVO.....	54
4.4	CONTROLE E INTERFACE.....	55
4.4.1	Microcontrolador TMS320F280037C.....	57
4.5	CONCLUSÃO DO CAPÍTULO.....	58

5	PROJETO MECÂNICO.....	59
5.1	CONCEPÇÃO ESTRUTURAL.....	59
5.2	PROJETO PARA MANUFATURA: ADAPTANDO A FLANGE PARA FUNDI- ÇÃO.....	61
5.3	ARRANJO INTERNO.....	63
5.4	DESAFIOS DE MONTAGEM.....	64
5.5	RESULTADO FINAL.....	66
5.6	CONCLUSÃO DO CAPÍTULO.....	66
6	FABRICAÇÃO MECÂNICA.....	69
6.1	CONCLUSÃO DO CAPÍTULO.....	75
7	RESULTADOS.....	76
7.1	VALIDAÇÃO DOS MÓDULOS.....	76
7.1.1	<i>Alteração do Gate Driver.....</i>	77
<i>7.1.1.1</i>	<i>Conclusões da Alteração do Gate Driver.....</i>	<i>81</i>
7.1.2	Simulação do ensaio dos módulos.....	81
7.1.3	Ensaio prático dos módulos.....	84
7.2	ENSAIO TRIFÁSICO.....	86
7.2.1	Simulações do sistema trifásico com carga RL.....	87
7.2.2	Ensaio trifásico com carga RL.....	89
7.3	ACIONAMENTO DO MOTOR.....	91
7.4	SIMULAÇÃO.....	93
7.5	ENSAIO PRÁTICO.....	97
7.6	CONCLUSÃO DO CAPÍTULO.....	100
8	CONCLUSÃO.....	101
8.1	PERSPECTIVAS E TRABALHOS FUTUROS.....	103
	REFERÊNCIAS.....	105
	GLOSSÁRIO.....	110
	APÊNDICE.....	111

1 INTRODUÇÃO

A eletrificação do setor automotivo consolidou-se como uma tendência global irreversível. Na Europa, por exemplo, a partir de 2040, 90% dos carros vendidos devem ser elétricos (Parliament, 2025). Com esta tendência mundial as montadoras estão desenvolvendo e lançando diversos modelos de carros elétricos com soluções que se sofisticam com o tempo.

Mesmo com grande atenção para eletrificação pouco se fala na conversão de carros a combustão em veículos elétricos. Em 2024, a idade média da frota brasileira atingiu 10 anos e 10 meses (Sindipecas, 2024). Portanto, mesmo com o crescimento nas vendas de veículos elétricos, será um longo período até que a frota passe a ter uma quantidade considerável de carros elétricos. E neste intervalo estima-se que existirá a demanda por conversão de veículos a combustão para elétricos (Patlins et al., 2022).

Uma resposta da indústria e academia a essa necessidade é o Acionamento de Motor Integrado (*Integrated Motor Drive*, IMD na sigla em inglês), que integra fisicamente motor elétrico e eletrônica de potência. Embora a ideia não seja nova, sua aplicação em veículos elétricos traz novas oportunidades. Soluções integradas que facilitem a conversão dos veículos existem de forma muito incipiente no Brasil. A indústria de motores elétricos é muito forte com soluções de motores amplamente utilizadas, porém, soluções integradas não estão amplamente difundidas. Por isso, vê-se a necessidade da indústria e academia de desenvolverem soluções que façam a integração de motores, acionamento e periféricos para atender as demandas que surgirão no mercado no futuro próximo.

Embora existam soluções de IMD consolidadas para veículos elétricos novos, geralmente estas soluções não são amplamente comercializadas em larga escala, mas sim utilizadas em veículos comerciais. Há uma lacuna no desenvolvimento de acionamentos modulares e adaptáveis, projetados para os desafios da integração com motores comerciais em processos de conversão.

Mesmo que a tendência de soluções compactas tenha se acentuado nas últimas duas décadas, o conceito de combinar máquina elétrica e eletrônica de potência na mesma estrutura física não é novo. Os precursores dos IMDs remontam aos primeiros dias da eletrônica de potência. Um marco inicial foi a introdução de alternadores automotivos pela Chrysler em 1960, que integravam alternadores automotivos com diodos retificadores de silício (Jahns; Dai, 2017).

Mais tarde, em 1987, a General Electric lançou o motor de comutação eletrônica, um acionamento para ventiladores. Este produto foi um dos primeiros a integrar motor e

eletrônica de acionamento em um único invólucro cilíndrico para uso residencial e comercial (Jahns; Dai, 2017).

Observa-se, portanto, uma evolução contínua até a consolidação comercial mais robusta do início dos anos 90, com produtos fabricados por empresas como a Grundfos em 1991 e a Franz Morat KG em 1993. Ao longo do tempo, esses sistemas receberam diversas nomenclaturas, como “motores inteligentes” (*smart motors*) ou “motores integrados”, até que o termo “acionamento de motor integrado” se consolidou, impulsionado pelo sucesso de uma linha de produtos com esse mesmo nome (Abebe et al., 2016).

Sendo assim, um IMD é o resultado da integração funcional e estrutural de um conversor de potência com a máquina elétrica em uma única unidade. Essa estrutura combina o motor e seus circuitos de controle e acionamento associados dentro de um único invólucro. Promovendo redução de custos e tamanho, maior facilidade de manutenção e aumentando a confiabilidade do sistema como um todo (Abebe et al., 2016).

A integração da eletrônica de potência em espaços limitados apresenta grandes desafios como a complexidade estrutural e estresse térmico e mecânico. Isto exige o desenvolvimento de conceitos inovadores de integração como o uso de novas tecnologias de dispositivos, interconexão e resfriamento que aumentem a robustez e reduzam os custos da eletrônica de potência. Componentes passivos, como capacitores do barramento, indutores e filtros de Interferência Eletromagnética (EMI) quando necessários devem ser projetados para reduzir o tamanho, aumentar a flexibilidade estrutural e ampliar a faixa de temperatura, a fim de atender aos desafios da integração de sistemas (März et al., 2010).

Embora existam preocupações sobre a manutenção e a falta de modularidade na integração de sistemas, é possível conciliar esses aspectos. A manutenção da eletrônica de potência é um desafio, mas espera-se que ela seja projetada para uma vida útil longa e confiável durando a vida toda do veículo elétrico, com a menor taxa de falha possível. Soluções adicionais podem permitir a obtenção dos benefícios da integração profunda do sistema. Além disso, a modularidade pode ser alcançada na integração de sistemas, com a possibilidade de estruturar a eletrônica de potência em blocos modulares que facilitam adaptações a diferentes níveis de potência ou geometrias, sem a necessidade de redesenhar todo o sistema.

Um dos maiores desafios que são tratados pelos autores (Deng et al., 2017), (Wang et al., 2018), (Farina et al., 2005) e (Tenconi et al., 2006), é a questão de resfriamento dos motores e dos componentes eletrônicos. Mesmo que se busque um alto rendimento do sistema, todo motor tem perdas e quando somadas às perdas dos conversores integrados estes resultam em uma grande fonte de calor que precisa ser retirado do espaço enclausurado.

Este trabalho tem por objetivo avaliar e desenvolver uma solução integrada composta do motor, conversor de potência e periféricos, para possibilitar a futura aplicação em um veículo elétrico de pequeno porte. Tem-se por objetivo criar uma solução integrada que sirva de referência na conversão de um veículo a combustão em elétrico. Dentro dessa solução, o foco deste trabalho será no desenvolvimento de um acionamento integrado axial, baseado em uma arquitetura modular por fase, utilizando soluções já existentes e consolidadas de motores elétricos, sistemas de controle e topologias de conversores de energia. Serão explorados estudos teóricos e simulações para a criação do projeto mecânico e elétrico, os quais serão validados na fabricação mecânica e em experimentos práticos.

Para atingir este objetivo, formou-se uma parceria com o E-Force, um projeto de extensão da Universidade do Estado de Santa Catarina (UDESC), iniciado em 2018. A equipe se dedica a projetar, simular e construir um veículo de competição 100% elétrico. Portanto, utilizou-se como objeto deste trabalho o mesmo motor do projeto. Esta abordagem possibilita, futuramente, a realização de comparações com um acionamento base acessível, além da validação do IMD em uma aplicação prática, permitindo a sua inclusão em uma versão futura do veículo.

O projeto participa da Fórmula SAE, uma competição estudantil de engenharia organizada pela Sociedade dos Engenheiros Automotivos. Nela, estudantes universitários desenvolvem um veículo que é avaliado em diversas provas estáticas (como projeto e custo) e dinâmicas (como aceleração, *autocross* e *endurance*).

Os objetivos do E-Force incluem a fabricação do melhor carro possível dentro do orçamento, o desenvolvimento das habilidades técnicas e sociais dos seus membros e a busca por melhorias constantes baseadas nos resultados das competições. O protótipo mais recente é o EFO4, que competiu em 2025 e alcançou o 12º lugar geral entre os veículos elétricos, pontuando pela primeira vez nas provas de Design e Custos. O veículo do projeto é mostrado na Figura 1.

Figura 1: Veículo do projeto E-force.



Em vista dos pontos apresentados, o texto será dividido em oito capítulos. Após a introdução, o segundo capítulo aborda os conceitos dos acionamentos integrados bem como seus desafios. Após isso, um capítulo discorre sobre o motor utilizado, seus conceitos e o controle utilizado. O Capítulo quatro detalha o projeto elétrico das placas, com o detalhamento dos componentes principais, diagramas de funcionamento e *layout*. O quinto capítulo, é a parte central da integração abordando os conceitos do projeto mecânico, seus desafios e soluções apresentadas. E por fim, um capítulo discorre sobre os resultados obtidos nos ensaios dos módulos e do sistema como um todo, seguido da conclusão.

2 ACIONAMENTOS ELÉTRICOS INTEGRADOS

O crescente desenvolvimento e produção de IMDs são motivados pelas vantagens que eles oferecem. Entre elas estão o aumento da densidade de potência, a redução de perdas, redução do custo total em comparação com soluções separadas e a substituição de motores acionados com partida direta, menos eficiente (Jahns; Sarlioglu, 2020). A abordagem integrada, ao eliminar invólucros separados e longos trechos de cabos, promete reduzir os custos totais do sistema em uma faixa de 20 a 40% (Abebe et al., 2016). A eliminação dos cabos de transmissão entre inversor, motor e periféricos traz vantagens econômicas e técnicas, como a redução de EMI devido aos sinais percorrerem caminhos menores, resultando também na redução de custos pela menor quantidade de cobre. Adicionalmente, o tempo de comissionamento e teste pode ser potencialmente reduzido, já que o conversor e a máquina são testados como uma única unidade. A integração também pode eliminar a necessidade de salas de controle para inversores e equipamentos de ventilação dedicados, pois um único sistema de refrigeração pode ser utilizado para ambos os componentes, otimizando ainda mais o tamanho e o custo do sistema (Kekelia et al., 2020).

A ampla adoção dos IMDs ainda encontra certas reservas. A proximidade física da eletrônica de potência com o motor, fontes significativas de calor, introduz um problema de gerenciamento térmico para todo o sistema (Jahns; Dai, 2017). O calor gerado tanto pela máquina quanto pelo conversor pode se acumular significativamente, representando uma limitação para a fabricação de acionamentos de maior potência e podendo causar danos irreparáveis ao acionamento (Zhang et al., 2022).

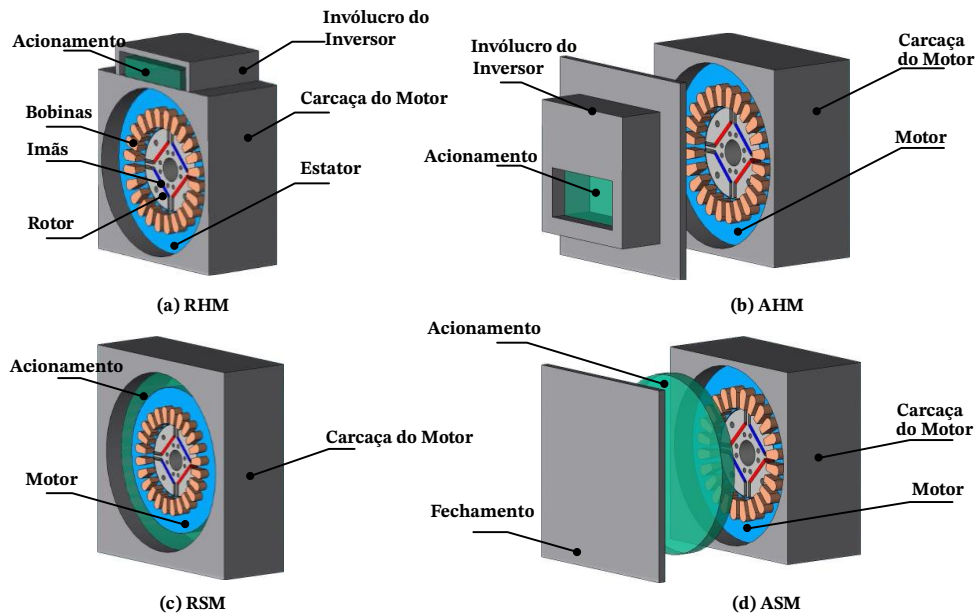
A integração deve levar em consideração os impactos elétricos, estruturais e térmicos que ambos os componentes (conversor e máquina) exercem um sobre o outro e sobre o sistema como um todo. A integração estrutural representa um desafio de projeto, que exige uma análise mecânica e térmica cuidadosa do conversor e da máquina como uma unidade única e coesa.

2.1 TIPOS DE IMD

O projeto de IMDs tem sido caracterizado pela diversidade em seus modelos e formas. Para Lee et al. (2018), os IMDs podem ser classificados em quatro categorias com base na posição do conversor. Este pode ser montado na carcaça radial (RHM, *Radial Housing Mounted*), montado no estator radial (RSM, *Radial Stator-iron Mounted*), montado na carcaça axial (AHM, *Axial Housing Mounted*) e montado no estator axial (ASM, *Axial Stator-iron Mounted*), cujas estruturas são mostradas na Figura 2. Os primeiros modelos de IMDs tinham o conversor montado na carcaça radial ou axial. Essa abordagem propor-

cionava uma montagem integrada conveniente, exigindo apenas que o conversor fosse colocado na caixa apropriada sem a necessidade de considerações de projeto complexas (Zeng et al., 2008).

Figura 2: Quatro formas de posicionar um acionamento integrado de motor.



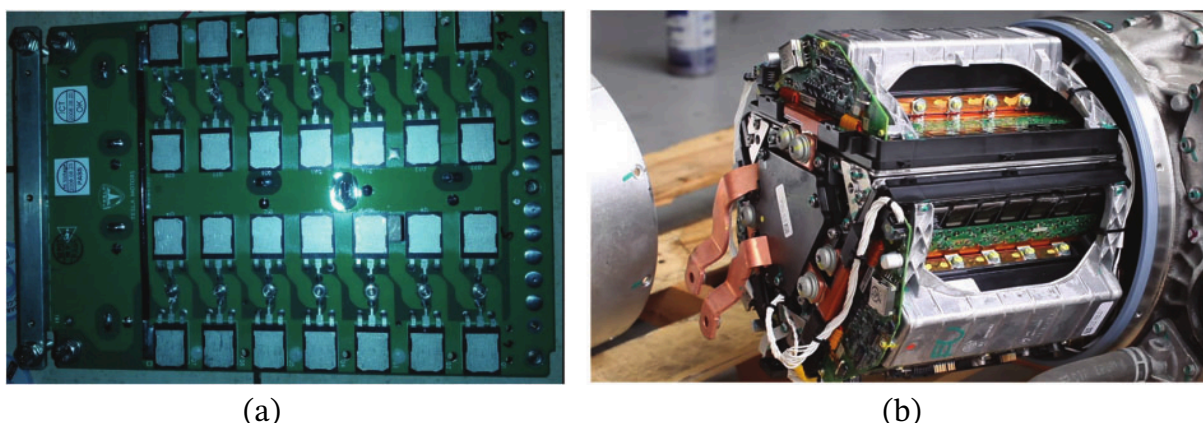
Fonte: Zhang et al. (2022)

Entretanto, no caso da integração do conversor na carcaça do motor a otimização do volume e do peso não é evidente, além de não ser adequada também para motores de alta velocidade, visto que podem ocorrer problemas de vibração. Em integrações como RSM e ASM, o conversor é integrado dentro do motor e combinado com a superfície ou extremidade do estator de ferro do motor. Esses conceitos reduzem efetivamente o tamanho dos IMDs (Boglietti et al., 2009). Além disso, o invólucro do motor não é significativamente alterado; assim, a integração é consideravelmente aprimorada.

Atualmente, conversores integrados dentro do motor são a direção dominante no projeto de IMDs. Esta abordagem, entretanto, aumenta a complexidade da integração. Desafios como a dissipação de calor dos IMDs devem ser considerados, assim como vibração mecânica, interferência eletromagnética (EMI) e compatibilidade eletromagnética (EMC) (Zhang et al., 2022).

Um exemplo comercial é mostrado na Figura 3. Utilizado no veículo elétrico Tesla S. Na Figura 3(a) é mostrado o arranjo de IGBTs para formar duas chaves (um braço do inversor), cada uma composta por 14 IGBTs discretos em paralelo (2 fileiras de 7 pares de IGBTs). Na Figura 3(b), é mostrado o inversor do IMD contendo os arranjos de IGBTs mostrado em (a) para cada uma das três fases CA.

Figura 3: IMD comercial da Tesla, Inc.[®]: Placa de potência do modelo Tesla S (a) e inversor do IMD do Tesla S (b)



Fonte: Vu-Quoc; Zhai; Ngo (2021)

2.2 APLICAÇÕES

Segundo Jahns; Sarlioglu (2020), diversas são as aplicações dos IMDs, elas podem abranger desde o transporte eletrificado até usos industriais e comerciais, quando se busca por sistemas menores, mais leves e mais eficientes. Em baixa potência, um exemplo são os motores *brushless DC* (BLDC), com menos de 1 kW, amplamente utilizados em equipamentos de aquecimento, ventilação e ar-condicionado, onde a eletrônica de acionamento é integrada em uma carcaça que confere ao motor uma aparência estendida. Em potências intermediárias, fabricantes oferecem produtos IMD abaixo de 10 kW, comumente empregados para acionar bombas e ventiladores.

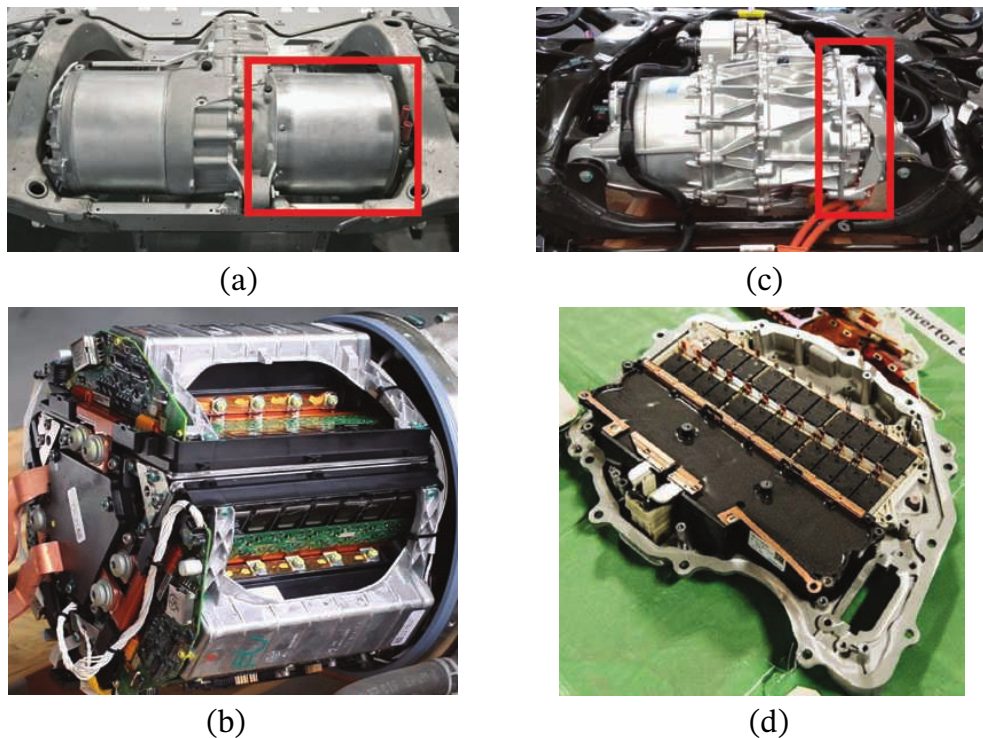
Em sistemas mais complexos, a adoção de IMDs em linhas de manufatura automatizadas elimina a necessidade de cabos trifásicos ligando o motor ao acionamento. Nesses casos, um barramento de energia CC distribuído em série fornece tanto a alimentação quanto os comandos de velocidade para múltiplos acionamentos, reduzindo a complexidade da fiação. No ápice das aplicações industriais estão os compressores de alta velocidade, que integram a eletrônica de acionamento e o controle de mancais magnéticos ao redor do estator. Com velocidades de eixo que podem atingir 48.000 RPM e potência de até 700 kW.

Contudo, é no setor de transporte eletrificado, seja ele terrestre, aéreo ou marítimo, que a tecnologia IMD tem encontrado um dos seus maiores campos de desenvolvimento. Uma tendência de mudança tecnológica está em andamento levando a eletrificação de todos os principais meios de transporte. Agora movidos a máquinas elétricas tanto para a propulsão quanto para equipamentos auxiliares. Essa transição é impulsionada pela busca por maior economia de combustível e pela redução de emissões. A visão de futuro para os

IMDs se estende a aplicações de altíssima potência, como a propulsão de aeronaves, com potencial para atingir 1 MW de potência.

Um exemplo notável dessa tendência é a significativa redução no volume do inversor de tração entre os carros Tesla Model S (2012) e Tesla Model 3 (2017), mostrado na Figura 4. Observa-se que em ambos os casos o acionamento é posicionado na direção axial ao motor, na versão mais antiga o tamanho da eletrônica é comparável ao do motor sendo que cada fase possui sua placa com o braço inversor e estas são distribuídas de forma triangular na integração. A versão mais recente do inversor tem seu tamanho significativamente reduzido quando comparada ao tamanho do motor, porém todo o inversor está em uma mesma placa reduzindo a modularidade do sistema.

Figura 4: Comparação dos inversores modelos Tesla S e Tesla 3: Posição do inversor no Tesla S (a) e seu inversor aberto (b); Posição do inversor no Tesla 3 (c) e seu inversor aberto (d).



Fonte: Jahns; Sarlioglu (2020)

2.3 DESAFIOS

Desenvolver um IMD é um exercício de otimização em diversas disciplinas. A busca pelo aumento da densidade de potência resultam em desafios, sendo os principais, relacionados à gestão térmica, vibração, EMI e tolerância a falhas. Esses fatores não são independentes e formam um sistema de restrições, onde a solução para um problema pode criar outro. A eletrônica de potência é exposta às altas temperaturas e aos estresses mecâ-

nicos e eletromagnéticos próprios da máquina elétrica, tornando esses fatores as principais barreiras a serem superadas para se obter um projeto robusto e confiável (Jahns; Dai, 2017).

No contexto da conversão de veículos à combustão, esses desafios são aumentados. A integração deve ser acomodada em espaços não otimizados (como o compartimento original do motor a combustão), adaptando sistemas de refrigeração já existentes e maiores restrições de vibração e ambientais, tornando o projeto de IMDs para esta aplicação particularmente desafiador.

2.3.1 Gestão térmica

A gestão térmica é um dos desafios mais críticos no desenvolvimento de IMDs. A integração física da eletrônica de potência com a máquina elétrica em um único invólucro aproxima duas fontes de calor, introduzindo um complexo problema de gerenciamento térmico para todo o sistema. Sem considerações de projeto cuidadosas, o calor gerado tanto pelo motor (perdas no cobre e no ferro) quanto pelo conversor podem se acumular significativamente, limitando a potência do acionamento ou podendo causar danos irreparáveis ao sistema. As partes mais sensíveis à temperatura são o isolamento dos enrolamentos do motor e as junções dos semicondutores de potência, cujas temperaturas máximas não devem ser excedidas. Frequentemente, as extremidades dos enrolamentos apresentam as temperaturas mais elevadas, devido à alta geração de calor e à maior resistência térmica até o fluido de arrefecimento.

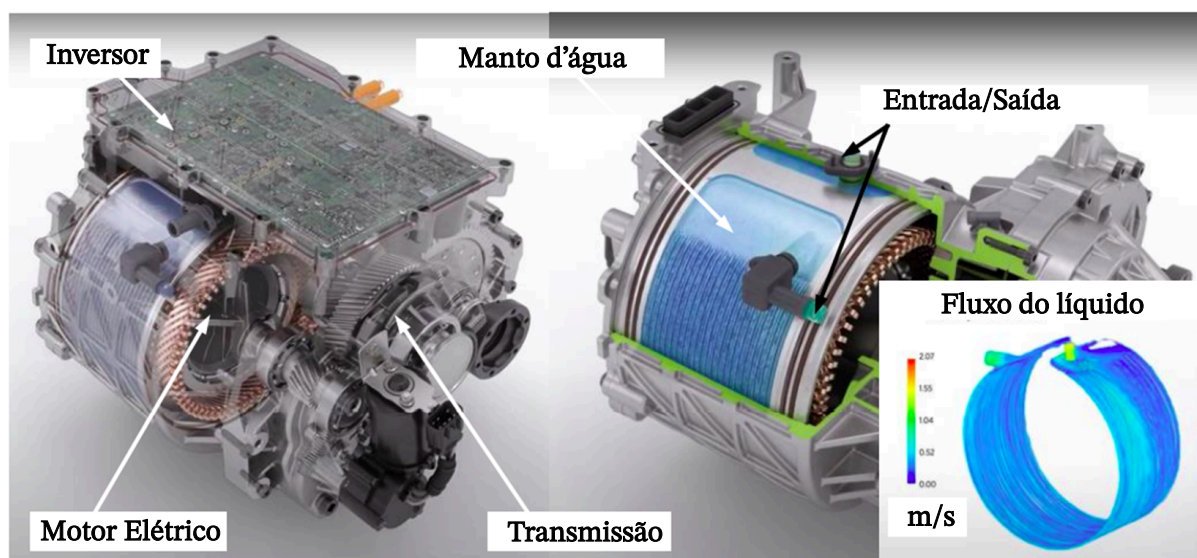
Em um IMD as massas metálicas como a carcaça, o núcleo do motor e os dissipadores da eletrônica estão interligados e compartilham o mesmo espaço. Essa estrutura, embora compacta, cria um acoplamento térmico direto entre os subsistemas, onde o calor de um afeta o outro. Análises mostram que as perdas do motor impactam significativamente a temperatura do conversor, da mesma forma, o calor gerado pelos módulos de potência pode aumentar a temperatura do cobre dos enrolamentos. Portanto, um objetivo importante do projeto do sistema de arrefecimento é alcançar o “desacoplamento térmico”. Uma estratégia eficaz para isso é o uso de múltiplos dutos de refrigeração que atuam como um “escudo térmico”, impedindo a transferência de calor entre o motor e o conversor (Farina et al., 2005).

As técnicas de gerenciamento térmico podem ser classificadas em dois grupos: passivas e ativas. A refrigeração passiva baseia-se na convecção e na radiação para dissipar calor, como em uma carcaça com aletas. Já a refrigeração ativa utiliza a convecção forçada, onde um fluido (gás ou líquido) é introduzido para remover o calor de partes específicas do conjunto, como em uma carcaça com manto de água. Essas abordagens podem ser

subdivididas em métodos de resfriamento direto e indireto. O resfriamento indireto utiliza elementos em contato com as fontes de calor, como um Manto de água na carcaça do estator que resfria um duto metálico que percorre o interior da integração, enquanto o resfriamento direto coloca os componentes em contato direto com o meio refrigerante, como no resfriamento por spray de óleo nas extremidades dos enrolamentos ou a submersão do estator em óleo refrigerante (Wrobel, 2022).

A Figura 5, mostra um sistema de refrigeração por manto de água. Nele o líquido refrigerante percorre toda a área superficial externa ao motor retirando o calor por ele gerado. Neste tipo de aplicação se faz necessária ainda um sistema externo de arrefecimento do líquido.

Figura 5: Refrigeração com manto de água



Fonte: Wrobel (2022)

A arquitetura de integração do IMD influencia diretamente as estratégias de resfriamento. As duas principais abordagens de empacotamento são a axial (AHM e ASM) e a radial (RHM e RSM). Na integração radial, o conversor é montado na superfície externa da carcaça do motor e a refrigeração é tipicamente limitada a um manto de água compartilhada. Na integração axial, a eletrônica é disposta em uma das tampas do motor, uma abordagem particularmente vantajosa, devido à proximidade da parte traseira do módulo de potência e as extremidades dos enrolamentos, as principais fontes de calor do IMD, o sistema de resfriamento pode estar concentrado em uma região da integração. Uma das principais vantagens da integração, independentemente da topologia, é a possibilidade de utilizar um único circuito de refrigeração em vez de sistemas separados para o motor e o inversor (Kekelia et al., 2020).

Os sistemas comerciais de IMDs para veículos frequentemente adotam uma abordagem de acoplamento térmico “fraco”. Nessa configuração, embora o motor e o acionamento possuam seus próprios recursos de remoção de calor (por exemplo, carcaça refrigerada a líquido para o motor e trocadores de calor para a eletrônica), eles compartilham um único caminho de líquido refrigerante. Geralmente, o fluido de arrefecimento passa primeiro pelos componentes mais sensíveis à temperatura, como a eletrônica e depois segue para o motor. Em contraste, projetos com acoplamento térmico “forte” oferecem maior redução de volume e peso, com custo e complexidade maiores. Neles o motor e o acionamento compartilham uma única unidade de remoção de calor (Wrobel, 2022).

A evolução da tecnologia de semicondutores, como os dispositivos de *wide-bandgap* (WBG), que podem operar em temperaturas de junção mais altas, possibilita a simplificação do sistema de refrigeração. Isso viabiliza o uso da própria carcaça do motor como dissipador principal para a eletrônica, reduzindo a complexidade e o custo do sistema. Análises por elementos finitos, podem ser empregadas nas análises térmicas para definição de diferentes configurações de dutos ou aletas de refrigeração, cujas formas, número e posição têm grande influência na elevação de temperatura dos elementos (Torres et al., 2021).

Em resumo, o gerenciamento térmico em IMDs é um problema multidisciplinar que exige um equilíbrio entre a eficácia da remoção de calor, a complexidade e o custo, sendo um fator decisivo para a confiabilidade de acionamentos de alta densidade de potência.

2.3.2 Vibração

A vibração representa um desafio para a confiabilidade dos IMDs, sendo uma das principais causas de falha. A integração física do acionamento eletrônico ao motor elétrico expõe componentes eletrônicos sensíveis, como o microcontrolador e os capacitores do barramento CC, diretamente às vibrações geradas pelo motor e pelo ambiente de operação (Ahooye Atashin et al., 2024). Aplicações em ambientes hostis, como locomotivas e sistemas de tração, submetem o IMD a altos níveis de choque e vibração, exigindo projetos robustos para garantir a operação contínua e evitar falhas (Biswas; Das; Biswas, 2005).

As fontes de vibração podem ser internas, originadas pela própria operação do motor, ou externas, decorrentes da aplicação. Internamente, o projeto do motor pode mitigar ou acentuar parte dessa vibração. Em motores de indução do tipo gaiola de esquilo, por exemplo, as barras condutoras do rotor são inclinadas para evitar as trepidações geradas pela interação eletromagnética entre estator e rotor. Mesmo assim, é possível que o motor opere em regiões de ressonância vibrando na frequência natural. Ainda internamente,

defeitos construtivos ou de desgastes, como folgas nos rolamentos, excentricidade do eixo ou desbalanço no centro de massa do motor podem provocar vibrações (Franchi, 2019).

Externamente, o ambiente de operação é uma fonte significativa de estresse mecânico. Em locomotivas, por exemplo, o equipamento deve suportar vibrações contínuas de até 100 Hz e choques de até 3g como condição normal de funcionamento (Biswas; Das; Biswas, 2005).

Os efeitos da vibração são variados e podem comprometer a integridade tanto mecânica quanto elétrica do sistema. A vibração pode danificar as conexões elétricas internas do conversor, degradar a fixação de componentes e reduzir a vida útil da eletrônica de potência. A confiabilidade da fixação quando afetada, pode levar ao afrouxamento e à falha das conexões comprometendo o gerenciamento térmico e a estabilidade estrutural (Abebe et al., 2016).

Para lidar com esses desafios, diversas soluções são propostas. Uma abordagem fundamental é o projeto mecânico robusto, que inclui o uso de montagens resistentes à vibração para isolar o equipamento e a fixação segura dos componentes, como o uso de múltiplos parafusos para prender a placa de circuito impresso (PCB), garantindo estabilidade sob as velocidades nominais do motor (Bahrami-Fard et al., 2025). Em aplicações de alta velocidade, projetos detalhados de amortecimento de vibração, baseados em simulações iterativas, podem ser necessários para evitar vibrações significativas nos submódulos de eletrônica de potência. Se faz necessária a validação por meio de testes submetendo o IMD a condições de choque e vibração, para verificar se o IMD pode operar de forma confiável no ambiente pretendido (Biswas; Das; Biswas, 2005).

2.3.3 Interferência Eletromagnética

A EMI tanto conduzido como irradiado estão presentes nos acionamentos integrados, causado pela comutação. Com novas tecnologias de semicondutores, como de Carboneto de Silício (SiC) e Nitreto de Gálio (GaN), essas comutações podem atingir taxas de variação de tensão (dv/dt) na ordem de 100 V/ns. Esses ruídos se propagam pelo ambiente podendo danificar equipamentos próximos ou interferir no funcionamento do próprio acionamento integrado, interferindo na eletrônica e podendo até danificar as bobinas do motor.

Soluções que buscam utilizar semicondutores operando acima de centenas de quilohertz devem considerar intervenções buscando mitigar os efeitos de EMI. Uma forma é a utilização de filtros LC na saída do inversor que provoca o aumento de massa, volume e custo, o que compromete a densidade de potência e a eficiência do sistema. Outra solução,

seria modificar o driver do inversor para retardar as transições de tensão. Contudo, isso resulta em um aumento indesejado das perdas de comutação do inversor e degradando sua eficiência e desempenho térmico (Jahns; Sarlioglu, 2020).

As causas de EMI em um IMD não se limitam apenas ao inversor de potência. A própria integração física entre o motor e a eletrônica cria novos caminhos de acoplamento e fontes de perturbação. Entre elas estão a comutação dos semicondutores, o *layout* das placas e o fluxo magnético de fuga do motor.

A principal fonte de EMI é o ruído de modo comum gerado durante as transições de comutação das chaves de potência. Essa mudança de potencial através das impedâncias parasitas em direção ao aterramento do sistema gera correntes de modo comum que se propagam por todo o acionamento (Marx et al., 2023). A alta taxa de variação de corrente (di/dt) também contribui para o ruído de modo diferencial.

Um *layout* com componentes muito próximos, embora benéfico para a densidade de potência, intensifica os efeitos de acoplamentos parasitas. Capacitâncias parasitas se formam entre o circuito impresso (PCB) do inversor e a carcaça metálica do motor, que geralmente é aterrada. Essas capacitâncias servem como um caminho de baixa impedância para correntes de modo comum de alta frequência, exacerbando as emissões conduzidas (Gulsuna et al., 2024). Diferente dos acionamentos convencionais onde o motor está fisicamente distante, no IMD a eletrônica de potência está diretamente exposta ao ambiente eletromagnético do motor. O fluxo magnético de fuga, especialmente das bobinas do estator, pode se acoplar com os componentes eletrônicos. Este, mesmo com baixa intensidade (na ordem de mili-Tesla), é suficiente para interferir no funcionamento de componentes sensíveis (Chen et al., 2020).

A integração torna o sistema particularmente vulnerável aos efeitos da EMI, pois as fontes de ruído e os componentes sensíveis compartilham o mesmo ambiente físico. A EMI afeta os sensores, os circuitos de controle, podendo gerar estresse no isolamento e até descargas parciais, degradando a longo prazo o desempenho do IMD.

Componentes magnéticos, como sensores de corrente de efeito Hall, são extremamente sensíveis ao fluxo magnético de fuga do motor. Estudos demonstram que a interferência pode ser tão significativa a ponto de tornar o uso de sensores de efeito Hall inviável em certas configurações de IMD, exigindo a adoção de alternativas como resistores *shunt*, que por sua vez introduzem perdas ôhmicas adicionais (Chen et al., 2020). Da mesma forma, o fluxo de dispersão dos ímãs permanentes do rotor pode introduzir um erro periódico dependente da posição nos sensores de corrente (Gulsuna et al., 2024).

O alto dv/dt gerado por inversores com SiC e GaN causa um estresse significativo no isolamento dos enrolamentos do motor. Em acionamentos convencionais, cabos longos agravam esse efeito devido a reflexões de onda, um problema que a integração minimiza ou elimina (Yan et al., 2023). No entanto, o dv/dt elevado por si só reduz a tensão de início de descarga parcial, um fenômeno que pode levar à degradação prematura do isolamento e falha do motor. Esse desafio é particularmente crítico em aplicações aeroespaciais, onde a baixa pressão atmosférica em altas altitudes reduz a rigidez dielétrica do ar (Wang et al., 2025).

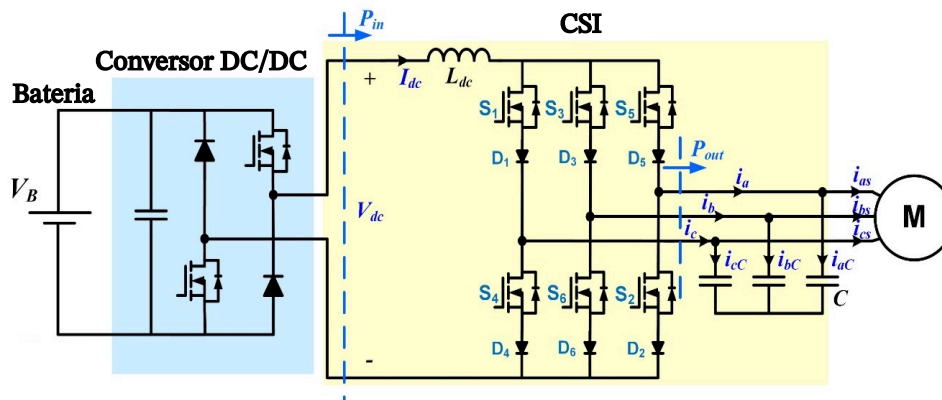
O ruído eletromagnético pode se acoplar aos sinais analógicos e digitais do circuito de controle, corrompendo medições de corrente, posição e interferindo nos sinais PWM enviados aos *gate drivers*. Isso pode levar a uma operação instável do motor, aumento do *ripple* de torque e perda de precisão no controle.

Para garantir a operação confiável de um IMD, diversas estratégias de mitigação de EMI, desde as convencionais até as mais inovadoras, são propostas na literatura. A abordagem mais direta inclui o uso de filtros passivos. Filtros de modo comum no barramento de entrada e filtros dv/dt na saída do inversor são eficazes, mas adicionam volume e peso, contrariando o objetivo principal da alta densidade de potência (Wang et al., 2025). Uma vantagem do projeto integrado é que a própria carcaça metálica do motor pode atuar como uma blindagem contra EMI eficaz, confinando as emissões irradiadas (Gulsuna et al., 2024). Além disso, a eliminação dos cabos de conexão entre motor e acionamento remove uma das principais antenas de irradiação de ruído (Uğur; Keysan, 2018).

A escolha da topologia do inversor tem um impacto profundo na geração de EMI. Enquanto o inversor por fonte de tensão (VSI) é dominante, autores como Dai et al. (2018) fazem a utilização do inversor por fonte de corrente (CSI), mostrado na Figura 6. O CSI utiliza um indutor no barramento CC e capacitores na saída, que atuam como um filtro passa-baixas intrínseco, gerando formas de onda de tensão e corrente senoidais nos terminais do motor. Isso reduz drasticamente o dv/dt aplicado ao motor, o estresse no isolamento e a EMI gerada.

Uma técnica avançada, aplicável a acionamentos modulares com múltiplos inversores em paralelo, consiste em sincronizar as transições de comutação opostas para que os ruídos de modo comum gerados se cancelem mutuamente por superposição. Para que essa abordagem seja eficaz, é crucial que os caminhos das impedâncias parasitas dos módulos sejam os mais simétricos possível. Ao sincronizar as transições de comutação em terminais de enrolamento correspondentes de módulos diferentes e compensar atrasos de propagação, é possível obter uma redução no ruído de modo comum superior a 10 dB em

Figura 6: Inversor CSI



Fonte: Sarlioglu; Jahns (2022)

uma ampla faixa de frequência (Marx et al., 2023). Esta abordagem representa uma forma de filtragem ativa que não adiciona componentes passivos ao sistema.

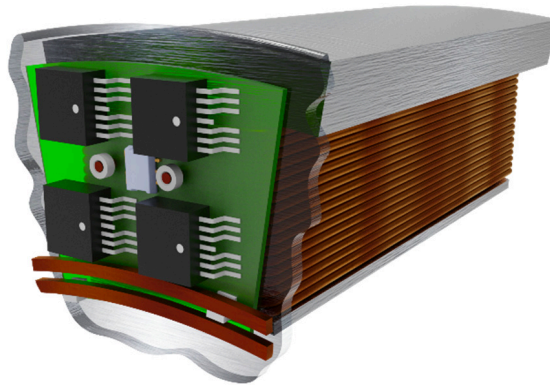
Outra estratégia consiste no projeto e layout cuidadosos, tanto na escolha de componente quanto ao traçado das trilhas da PCB. A utilização de componentes menos suscetíveis a interferência como o uso de *shunt* de corrente ou a cobertura de elementos sensíveis da eletrônica por *coating*, deve ser considerada. A disposição dos componentes e o roteamento das trilhas devem ser feitos para minimizar a área dos laços de corrente de alta frequência, reduzindo a indutância parasita e a EMI irradiada (Chen et al., 2020).

2.3.4 Modularidade e tolerância a falhas

Um dos desafios no projeto de acionamentos integrados é a modularidade. A transição de um projeto monolítico para uma arquitetura modular, conhecida como Acionamento de Motor Modular Integrado (IMMD), representa a mais avançada geração de IMDs (Jahns; Dai, 2017). Neste conceito, tanto a máquina elétrica quanto o conversor de potência são segmentados em múltiplos subsistemas idênticos que operam de forma coordenada (Zhang et al., 2022). A unidade fundamental de um IMMD é a unidade de acionamento de fase (*phase-drive unit*). Mostrado na Figura 7, o módulo agrupa um enrolamento correspondente a um segmento do estator da máquina, um módulo de eletrônica de potência para sua excitação e um controlador local dedicado (Jahns; Sarlioglu, 2020). Embora essa abordagem prometa vantagens significativas, ela introduz uma série de desafios à integração, controle e confiabilidade.

A abordagem modular oferece uma série de benefícios que abordam diretamente alguns dos maiores desafios dos IMDs tradicionais. A fabricação em massa de unidades idênticas e a simplificação da montagem reduzem os custos de produção, enquanto a eliminação de cabos longos e invólucros de inversores separados contribui para uma redução

Figura 7: Exemplo de módulo IMMD

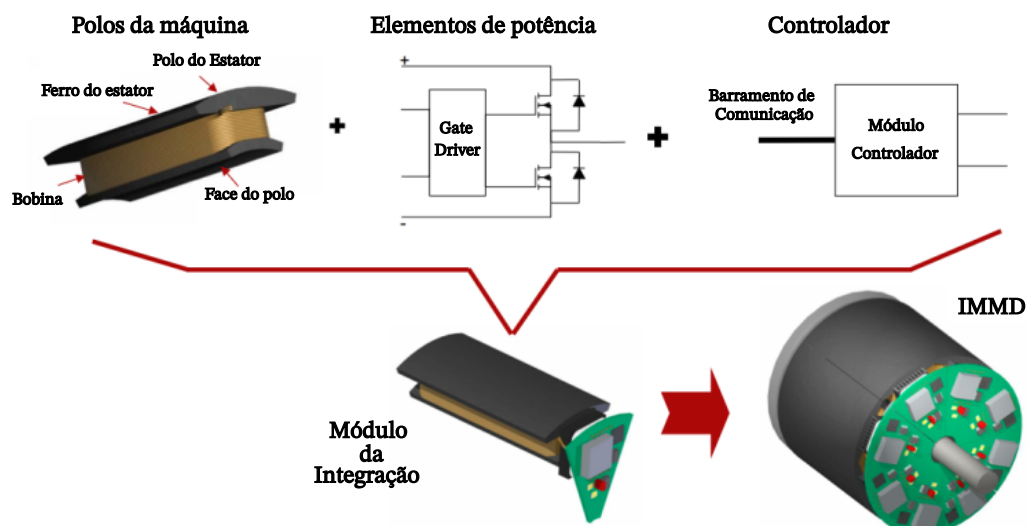


Fonte: Marx et al. (2023)

significativa no volume e peso total do acionamento. Em uma estrutura modular, as fontes de calor são distribuídas por uma área maior, o que facilita o gerenciamento térmico e permite um sistema de refrigeração compartilhado, evitando a concentração de pontos quentes (Mohamed; Vansompel; Sergeant, 2021). Configurações como a conexão em série dos módulos podem dividir a tensão total do barramento CC, resultando em uma menor tensão de operação por módulo com componentes passivos menores. Além disso, a modularidade permite a aplicação de técnicas de controle avançadas, como o entrelaçamento (*interleaving*), que pode reduzir a ondulação de corrente no barramento CC e o volume dos capacitores (Zhang et al., 2022).

A Figura 8 mostra os elementos que compõe um IMMD, e evidencia como estes são projetados em uma unidade modular e em seguida múltiplos módulos são conectados ao redor do eixo da máquina formando o IMD.

Figura 8: Conceito do acionamento integrado modular (IMMD)



Fonte: Jahns; Sarlioglu (2020)

Uma das motivações para a adoção da modularidade, especialmente em aplicações críticas como aeroespacial e automotiva, é o potencial de alcançar tolerância a falhas. Um sistema tolerante a falhas é capaz de continuar sua operação, mesmo que de forma limitada, após a ocorrência de uma falha em um de seus componentes. O princípio de funcionamento é que, se um módulo falha, ele pode ser eletricamente isolado ou operar com uma capacidade reduzida. Os módulos restantes podem compensar a perda operando em condição acima da nominal, evitando a interrupção da operação. Para que um IMMD seja verdadeiramente tolerante a falhas, são necessárias três características fundamentais: redundância ou sobredimensionamento dos módulos; limitação de corrente de falta incorporada ao projeto da máquina; e, crucialmente, um isolamento eficaz entre os módulos para evitar que uma falha se propague (Swanke; Jahns, 2022).

Apesar das vantagens, a implementação de IMMDs enfrenta desafios complexos. Garantir o isolamento elétrico, eletromagnético e térmico entre módulos adjacentes em um espaço compacto é extremamente desafiador, pois a proximidade física facilita o acoplamento indesejado. A solução para isso está no projeto cuidadoso da máquina, utilizando por exemplo, enrolamentos concentrados de camada única e barreiras físicas entre os segmentos do estator. Outro desafio é a complexidade do controle distribuído, que exige comunicação robusta e sincronismo entre os controladores dos módulos, além de um sistema de gerenciamento de falhas para detecção, isolamento e reconfiguração (Abebe et al., 2016).

A busca pela confiabilidade através da modularidade revela também limitações relacionadas às falhas de ponto único. Mesmo em um sistema perfeitamente modular, a confiabilidade total é limitada pelos componentes não modulares, como o rotor, os rolamentos e o sistema de refrigeração. Uma falha em um desses componentes levará à falha de todo o sistema. A estratégia para alcançar confiabilidade alta é identificar e mitigar todos os pontos de falha únicos possíveis, seja através de redundância ou de sistemas de monitoramento para manutenção preditiva (Swanke; Jahns, 2022).

Na ausência de reparos, aumentar o número de módulos pode, na verdade, diminuir o tempo médio até a falha do sistema, pois um maior número de componentes aumenta a probabilidade geral de ocorrência da primeira falha (Swanke; Jahns, 2022). O principal benefício da modularidade para a confiabilidade não vem apenas da redundância, mas da reparabilidade. A capacidade de detectar uma falha, manter o sistema em operação mesmo que limitada e, posteriormente, reparar ou substituir o módulo defeituoso é o que permite que os sistemas modulares atinjam níveis de confiabilidade muito elevados, impactando

positivamente também a escalabilidade e a manufaturabilidade do acionamento (Ahooye Atashin et al., 2024).

2.4 CONCLUSÃO DO CAPÍTULO

Este capítulo forneceu uma visão abrangente dos IMDs, destacando sua evolução e as vantagens que motivam seu desenvolvimento, como a redução de custo e volume. Foram classificadas as geometrias de integração, com foco nas abordagens axiais, e exploradas as diversas aplicações, especialmente em veículos elétricos.

Apresentou-se os desafios multidisciplinares dos IMDs. A gestão térmica, a vibração e EMI. Deve-se avaliar como e se cada um desses desafios impactam no IMD a ser desenvolvido e fazer as considerações de projeto adequadas.

Por fim, a modularidade (IMMD) foi discutida como uma arquitetura que reduz custos de produção e facilita a reparabilidade ao se utilizar múltiplos módulos idênticos. Apresenta grande potencial para a tolerância a falhas.

3 MODELO DO MOTOR

Diversos tipos de motores são utilizados em aplicações de acionamentos de carros elétricos, como motores de indução, motores síncronos, de ímãs permanentes e motores de relutância (Zhang et al., 2022). Optou-se por utilizar o mesmo motor do projeto E-Force com vistas a uma futura utilização da integração no carro da competição. Assim, será utilizado o motor de indução trifásico WEG do tipo Gaiola de Esquilo cujos dados são apresentados na Tabela 1.

Tabela 1: Parâmetros do Motor

Parâmetro	Valor
Potência Nominal	6 kW
Frequência Nominal	150 Hz
Tensão Nominal de linha	51 V
Corrente Nominal	120 A
Rotação Nominal	4420 rpm
Conjugado nominal	36 Nm
Tensão da Bateria	72 V

Fonte: WEG (2016)

3.1 MOTOR DE INDUÇÃO DO TIPO GAIOLA DE ESQUILO

O motor de indução com rotor em gaiola de esquilo é a máquina elétrica mais utilizada na indústria, por ser robusto e não necessitar de escovas ou comutadores como os motores de corrente contínua. Essa característica elimina muitos problemas relacionados ao desgaste e à manutenção. Sua construção consiste, fundamentalmente, em duas partes principais: um estator e um rotor (Barbi, 1985).

O estator é a parte fixa da máquina elétrica. Ela possui bobinas espacialmente deslocadas nas quais uma corrente é aplicada e o fluxo gerado pelas bobinas resulta em um campo girante. O rotor, por sua vez, é a parte móvel da máquina, possuindo barras de alumínio estruturadas no formato de uma gaiola que enlaçam o fluxo gerado pelo estator. Isso produz, pela lei de Faraday, uma tensão induzida nas barras, gerando uma corrente e um contrafluxo magnético. Este contrafluxo procura se alinhar com o campo girante do estator, gerando movimento. Para que a tensão continue sendo induzida, o rotor deve girar em uma velocidade diferente da do campo girante, garantindo assim a variação de fluxo necessária, sendo esta diferença denominada escorregamento.

3.2 MODELO DINÂMICO

Para a análise completa de um acionamento, dois tipos de modelos são utilizados. O modelo de regime permanente (o tradicional circuito equivalente “T”) é útil para análises de operação em regime permanente, mas não captura o comportamento transitório das correntes e dos fluxos magnéticos (Franchi, 2019). Por outro lado, o modelo dinâmico descreve com precisão os transitórios e é a base para controles de alto desempenho (Novotny; Lipo, 1996).

O modelo dinâmico é apresentado neste capítulo para uma fundamentação teórica completa da máquina, possibilitando a utilização em análises e simulações e para dar base para implementação do Controle Orientado a Campo (*Field-Oriented Control*, FOC) que será realizado na sequência do trabalho. A estratégia de controle utilizada para a validação do *hardware* neste trabalho foi o Controle Escalar (V/F) de malha aberta. Esta escolha se justifica pela sua simplicidade de implementação, robustez e menor custo computacional, sendo ideal para validar o projeto do conversor de potência e a integração mecânica. O controle V/F baseia-se, fundamentalmente, no modelo de regime permanente da máquina (Zhang; Liu; Bazzi, 2017).

A apresentação do modelo dinâmico completo (Seção 3.3 e 3.4) é bem vinda por duas razões: primeiramente, ele fornece uma base para a compreensão dos transitórios da máquina; em segundo, este modelo é a base para as simulações numéricas (discutidas no Capítulo 7) que são essenciais para o dimensionamento e análise do *hardware* antes da implementação prática.

3.3 MODELO DO MOTOR DE INDUÇÃO EM VARIÁVEIS DE FASE (A B C)

O ponto de partida para o modelo dinâmico é a representação da máquina em suas variáveis de fase naturais (fases a,b,c), tanto para o estator quanto para o rotor. O motor de indução é uma máquina simétrica trifásica, e seu modelo completo consiste em equações de tensão e fluxo para os três enrolamentos do estator (as, bs, cs) e os três enrolamentos equivalentes do rotor (ar, br, cr) (Barbi, 1985).

As equações de tensão, em forma matricial, são dadas por (Krause; Wasynczuk; Sudhoff, 2002):

$$v_{abc,s} = r_s i_{abc,s} + \frac{d\lambda_{abc,s}}{dt} \quad (1)$$

$$v_{abc,r} = r_r i_{abc,r} + \frac{d\lambda_{abc,r}}{dt} \quad (2)$$

Onde v , i , r e λ representam os vetores de tensão, corrente, resistência e fluxo magnético, respectivamente, para o estator (s) e rotor (r). A complexidade deste modelo reside nos enlaces de fluxo, pois o fluxo que enlaça o estator ($\lambda_{abc,s}$) é a soma do fluxo criado pela própria corrente do estator e do fluxo criado pela corrente do rotor que é dependente do ângulo mecânico, e vice-versa (Chapman, 2012). Como mostra as equações:

$$\lambda_{abc,s} = L_{ss}i_{abc,s} + L_{sr}(\theta_r)i_{abc,r} \quad (3)$$

$$\lambda_{abc,r} = L_{rs}(\theta_r)i_{abc,s} + L_{rr}i_{abc,r} \quad (4)$$

O problema central deste modelo é que as matrizes de fluxo ($\lambda_{abc,s}$ e $\lambda_{abc,r}$) não são constantes. Seus termos são funções senoidais dependentes do ângulo elétrico do rotor (θ_r). Isso resulta em um sistema de equações diferenciais acopladas e com coeficientes variáveis no tempo, o que dificulta a solução e o torna inadequado para o projeto de controladores lineares simples (Barbi, 1985).

3.4 TRANSFORMAÇÕES DE REFERENCIAL PARA O MODELO DO MOTOR

Para eliminar a dependência do ângulo do rotor e simplificar o modelo para fins de análise, utiliza-se a transformação de referencial (Krause; Wasynczuk; Sudhoff, 2002). O objetivo é transformar as variáveis trifásicas CA (senoidais) em variáveis CC (constantes em regime permanente) vistas por um observador que gira sincronicamente com o campo magnético. O processo é geralmente feito em duas etapas.

3.4.1 A Transformação de Clarke e Park ($abc \rightarrow dq0$)

A transformação para um sistema CC consiste na utilização de duas transformadas. A primeira é a transformada de Clarke (ou $abc \rightarrow \alpha\beta 0$), que admitindo que o sistema abc é simétrico em fase e amplitudes, converte as três variáveis de fase estacionárias (abc) em um sistema bifásico equivalente, também estacionário ($\alpha\beta 0$) (Barbi, 1985). A transformação projeta as três fases, defasadas em 120° espaciais, em dois eixos ortogonais, α e β .

A transformação é definida como: $f_{\alpha\beta 0} = T_{\alpha\beta 0} f_{abc}$, onde f pode ser tensão, corrente ou fluxo. Para um sistema equilibrado ($f_a + f_b + f_c = 0$), a componente f_0 é nula, simplificando o sistema. A matriz de transformação $T_{\alpha\beta 0}$, na sua forma com amplitude invariante, é dada por (Krause; Wasynczuk; Sudhoff, 2002):

$$T_{\alpha\beta 0} = \frac{2}{3} \left[\begin{bmatrix} 1, -\frac{1}{2}, -\frac{1}{2} \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 0, \frac{\sqrt{3}}{2}, -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} \frac{1}{2}, \frac{1}{2}, \frac{1}{2} \end{bmatrix} \right] \quad (5)$$

Esta transformação reduz o modelo a duas equações (α e β), mas o modelo resultante ainda possui indutâncias que variam com o tempo (dependentes de θ_r), pois o referencial $\alpha\beta$ é estacionário enquanto o rotor gira (Franchi, 2019).

O passo seguinte é a Transformada de Park ($\alpha\beta \rightarrow dq$). Ela projeta as variáveis estacionárias $\alpha\beta$ em um novo referencial dq (eixo direto d e eixo quadratura q) que gira a uma velocidade angular arbitrária, ω_e (Novotny; Lipo, 1996).

A transformação é dada por:

$$f_{dq} = T_{dq} f_{\alpha\beta},$$

onde a matriz de rotação T_{dq} é:

$$T_{dq} = [[\cos(\theta_e), \sin(\theta_e)], [-\sin(\theta_e), \cos(\theta_e)]] \quad (6)$$

Ao escolher que o referencial dq gire sincronicamente com o fluxo do rotor (ω_e igual à velocidade do fluxo), o modelo resultante se torna linear, com todas as indutâncias constantes, e as variáveis de fluxo e corrente tornam-se valores CC em regime permanente (Krause; Wasynczuk; Sudhoff, 2002).

3.4.2 O Modelo dq do Motor de Indução

Ao aplicar as transformações de Clarke e Park às equações de fase originais, o modelo dinâmico do motor de indução é simplificado para o seguinte conjunto de equações de tensão no referencial síncrono arbitrário (Krause; Wasynczuk; Sudhoff, 2002):

$$v_{ds} = r_s i_{ds} + \frac{d\lambda_{ds}}{dt} - \omega_e \lambda_{qs} \quad (7)$$

$$v_{qs} = r_s i_{qs} + \frac{d\lambda_{qs}}{dt} + \omega_e \lambda_{ds} \quad (8)$$

$$v_{dr} = r_r i_{dr} + \frac{d\lambda_{dr}}{dt} - (\omega_e - \omega_r) \lambda_{qr} \quad (9)$$

$$v_{qr} = r_r i_{qr} + \frac{d\lambda_{qr}}{dt} + (\omega_e - \omega_r) \lambda_{dr} \quad (10)$$

Para o rotor em gaiola de esquilo, as tensões do rotor são nulas: $v_{dr} = v_{qr} = 0$. O termo $(\omega_e - \omega_r)$ é a frequência de escorregamento. Os enlaces de fluxo (λ) são agora combinações algébricas de indutâncias e correntes dq , onde todas as indutâncias (L_s , L_r , L_m) são constantes (Hayes; Goodarzi, 2018).

A equação do torque eletromecânico também se simplifica para uma forma em termos das variáveis dq (Franchi, 2019):

$$T_e = \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right) (\lambda_{ds} i_{qs} - \lambda_{qs} i_{ds}) \quad (11)$$

3.5 CARACTERÍSTICAS DO MOTOR DA APLICAÇÃO

Mesmo que o controle V/F não dependa do modelo do motor é importante tê-lo em vista, uma vez que análises e comportamentos importantes podem ser compreendidos pelas equações, além da utilização das variáveis dinâmicas utilizadas nestas equações para as simulações numéricas do motor que serão realizadas no Capítulo 7. A Tabela 2 mostra as constantes dinâmicas, do motor utilizado, linha WTE300 - IND300 (código 13604822), conforme ensaio realizado pelo fabricante.

Tabela 2: Constantes Dinâmicas do Motor

Símbolo	Nome do Parâmetro	Valor
P	Pares de polos	2
R_s	Resistência do estator	0,0146 Ω
L_s	Indutância de dispersão do estator	73,74 μH
L_m	Indutância de magnetização	1,019 mH
R_r	Resistência do rotor	0,0111 Ω
L_r	Indutância de dispersão do rotor	70,45 μH

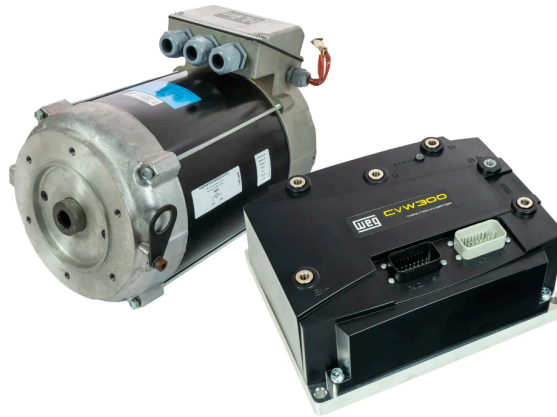
Este modelo de motor foi concebido para a utilização em aplicações de mobilidade de baixa potência como empilhadeiras, carrinhos de golfe e, como no caso deste trabalho, para carros de corrida da Fórmula SAE. Este motor utiliza um acionamento com a tensão de bateria de $V_{CC} = 72 \text{ V}$, considerada baixa se comparada com aplicações em carros ou utilitários eletrizados. A solução fornecida pelo fabricante para o acionamento do motor pode ser vista na Figura 9, a qual mostra o motor e seu acionamento.

Este acionamento não é integrado ao motor e compete ao operador realizar a ligação de uma quantidade significativa de cabos, desde potência, alimentações auxiliares, comunicação e sensores. Por outro lado, isto não é necessário em um acionamento integrado em que o acionamento e o motor ocupam o mesmo espaço.

3.6 CONTROLE ESCALAR (V/F) DE MALHA ABERTA

O controle escalar V/F (Tensão por Frequência) é o método de controle de velocidade variável mais simples, robusto e popular para motores de indução (Zhang; Liu; Bazzi,

Figura 9: Motor utilizado e seu acionamento comercial



Fonte: WEG (2016)

2017). Diferente do controle vetorial, ele não requer o modelo dinâmico para a sua implementação, baseando-se apenas nas relações de regime permanente do motor (Franchi, 2019).

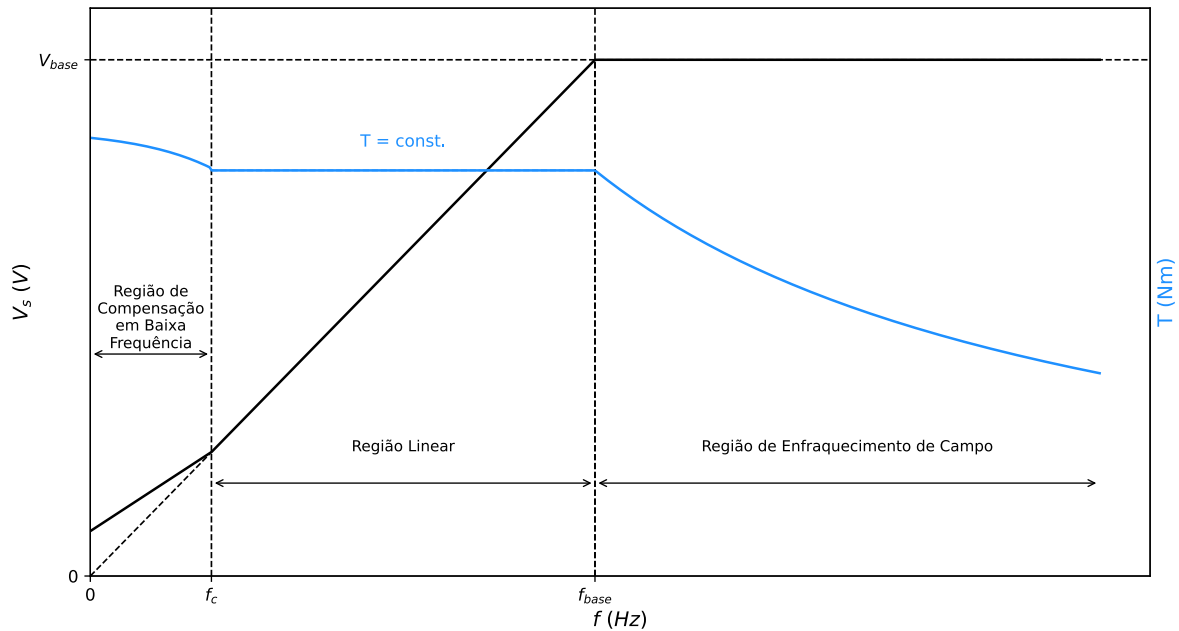
O princípio fundamental do controle V/F é manter o fluxo magnético (λ_m) constante e próximo do seu valor nominal (Bharti; Kumar; Prasad, 2019). Para isso a razão entre a tensão de estator e a frequência ($V_{\text{base}}/f_{\text{base}}$) deve ser mantida constante durante a operação.

Se esta razão for mantida em seu valor nominal, o motor pode operar em diferentes velocidades (diferentes frequências) mantendo sua capacidade de torque máximo constante (Bharti; Kumar; Prasad, 2019). Se a razão V/F for muito alta (tensão nominal em baixa frequência), o núcleo magnético satura, aumentando drasticamente a corrente de magnetização e as perdas. Se a razão V/F for muito baixa (frequência alta com tensão nominal), o fluxo enfraquece, e o torque máximo disponível ($T_{e, \text{max}}$) cai com o quadrado da frequência, levando à perda de capacidade de carga (Franchi, 2019).

A Figura 10 mostra o perfil da curva de acionamento do controle. Em preto é mostrada a curva da tensão aplicada em função da frequência e em azul o Torque. A operação é dividida em 3 fases: a de compensação em baixa frequência, a região linear e de enfraquecimento de campo.

A região linear é onde a velocidade do motor excursiona pela reta que idealmente iria de zero ao valores nominais, onde observa-se que o torque se mantém constante em toda a região. Contudo, na prática, essa região não se inicia em zero, mas sim em uma

Figura 10: Curva do acionamento V/F



frequência mínima f_c , necessária para realizar uma compensação em baixa frequência, conforme será abordado a seguir.

3.6.1 Compensação em Baixa Frequência (Voltage Boost)

A principal limitação do controle V/F linear (constante) ocorre em baixas frequências (Zhang; Liu; Bazzi, 2017). Em baixas velocidades, a tensão de saída V_s do inversor, necessária para manter a razão V/F, torna-se muito pequena. Esta tensão V_s passa a ser comparável à queda de tensão ôhmica no estator, causada pela resistência do estator ($R_s I_s$).

Esta queda de tensão $R_s I_s$ consome a maior parte da energia aplicada, fazendo com que a tensão de magnetização V_m não seja suficiente para estabelecer o fluxo nominal. Isso resulta em um fluxo magnético fraco e redução na capacidade de torque de partida (Zhang; Liu; Bazzi, 2017). Para uma aplicação de tração veicular que exige alto torque em baixas rotações (ou partida do zero), esta é uma limitação crítica.

Para compensar este efeito, é comum implementar uma compensação da queda de tensão do estator, conhecida como *IR compensation* ou *Voltage Boost* (Franchi, 2019). A curva V/F ideal não é uma reta que passa pela origem. Na prática, a curva V/F é ajustada para partir de uma tensão inicial mínima (V_{boost}) em $f = 0$. Esta tensão de *boost* garante que, mesmo em frequências muito baixas, a tensão seja suficiente para estabelecer o fluxo nominal e, assim, garantir o torque de partida necessário. Caso a tensão aplicada neste

estágio parta de um valor muito alto é possível que a corrente atinja valores que levem a proteção do inversor.

3.6.2 Limitações do Controle V/F em Malha Aberta

O controle V/F implementado neste trabalho é de malha aberta. Isso significa que a estratégia de controle impõe uma frequência síncrona (f_e) ao motor, mas não mede a velocidade real do rotor (f_r) (Winslet; Krishna, 2022). Para que o motor de indução produza torque, ele deve operar com um escorregamento:

$$s = \frac{f_e - f_r}{f_e}. \quad (12)$$

Isso implica que a velocidade real do motor irá variar com a carga aplicada; se o torque de carga aumenta, o escorregamento deve aumentar, e a velocidade do rotor diminui. Além disso, o controle V/F apresenta uma resposta dinâmica mais lenta em comparação com técnicas vetoriais em malha fechada como o FOC e é suscetível a ondulações de torque, especialmente em baixas velocidades, devido à natureza não senoidal da tensão PWM (Harsha Vardhan Reddy; Jegathesan, 2011). Apesar destas limitações, sua simplicidade e robustez são adequadas para a validação do *hardware* do acionamento integrado proposto.

3.7 CONCLUSÃO DO CAPÍTULO

Este capítulo estabeleceu as bases do projeto ao selecionar o motor de indução WEG e detalhar suas características nominais e dinâmicas. Ao apresentar o acionamento comercial não integrado fornecido pelo fabricante, reforçou-se a lacuna que este trabalho busca preencher.

Foi apresentado o modelo dinâmico dq completo, obtido através das transformações de Clarke e Park, que servem de referência para as simulações do sistema. No entanto, para a validação prática do *hardware*, foi selecionada uma estratégia de controle mais simples e robusta: o controle escalar V/F em malha aberta.

Detalhou-se o princípio de funcionamento do controle V/F, que foca em manter o fluxo magnético constante, e abordou-se a necessidade prática da compensação em baixa frequência (*Voltage Boost*) para garantir o torque de partida, uma limitação conhecida do método. Embora o controle V/F possua limitações dinâmicas, sua simplicidade foi considerada ideal para a validação do *hardware* do acionamento integrado, cujo projeto elétrico é detalhado a seguir.

4 PROJETO ELÉTRICO

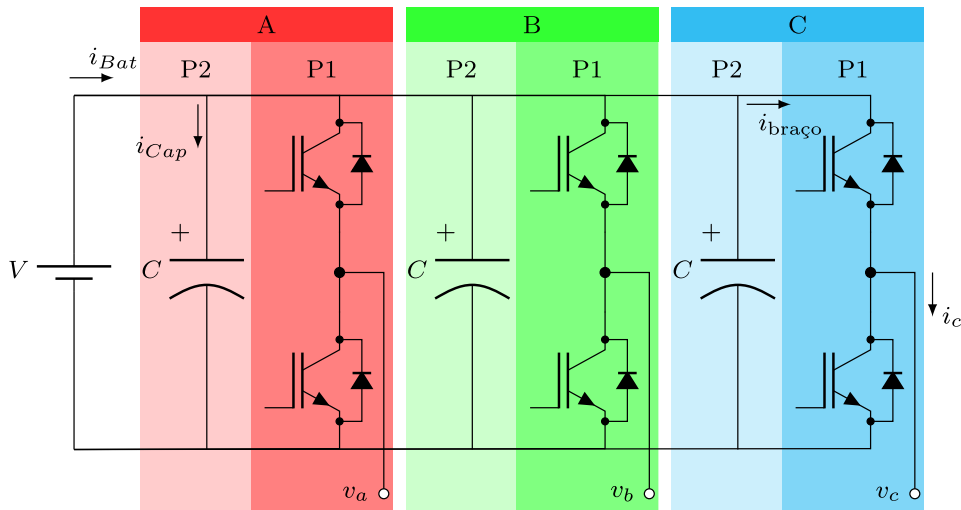
Com base no motor escolhido, foi desenvolvido o projeto da eletrônica visando a capacidade de realizar o acionamento e, ao mesmo tempo, de atender as demandas de um acionamento integrado.

O motor opera com corrente nominal de 132 A. Podendo atingir 255 A em sobrecarga. Com o tempo de rotor bloqueado de 3 s, para as características térmicas do sistema trata-se de uma perturbação rápida. Porém, para as variáveis pode se tratar de um longo período. O projeto deve levar em consideração ambas as condições.

Visto que tinha-se por objetivo a utilização de topologias consolidadas para o projeto optou-se pelo inversor trifásico a dois níveis. A Figura 11 mostra a topologia utilizada. A bateria V alimenta o barramento com os três módulos (A, B e C), cada módulo do inversor é composto por uma placa com um braço do inversor (P1) e uma placa de capacitor (P2).

Optou-se por utilizar a topologia de inversor trifásico de dois níveis com a modulação de dois níveis em cada fase. Sem um ponto central do barramento uma vez que o motor não tem condutor de neutro. Sendo assim, ele observa uma modulação de 3 níveis entre suas fases (tensão de linha).

Figura 11: Topologia utilizada.



4.1 MÓDULO INVERSOR

Depois do motor, os primeiros itens a serem definidos foram os semicondutores de potência. Por se tratar de um motor com tensão de linha de 51 V, cujo inversor comercial é alimentado por uma bateria de 72V, como mostrado na Tabela 2, buscou-se junto a um fornecedor de semicondutores no Brasil chaves com capacidade de corrente acima de 100 A, com tensão limite entre 100 V e 200 V. Dentre as opções disponíveis optou-se pelos MOSFETs IRFP4568PbF, com $V_{DSS} = 150$ V e $I_D = 121$ A (Infineon, 2025).

Como a chave disponível tem corrente menor que a corrente máxima do motor, optou-se pela utilização de chaves em paralelo, considerando uma corrente de sobrecarga de 255 A seriam necessárias 2,1 chaves. Porém como a capacidade de corrente da chave não é um valor fixo, mas sim diminui com o aumento da temperatura de junção, faz-se necessário considerações como o cálculo das perdas na chave para determinar a quantidade de chaves a serem utilizadas.

4.1.1 Estimativa de perdas das chaves

As perdas em um semicondutor podem ser divididas em duas fontes. As perdas de condução e as perdas de chaveamento. As perdas de condução P_{cond} podem ser facilmente obtidas pela resistência série de condução R_{DSon} do semicondutor multiplicada pelo quadrado corrente eficaz de operação I_{Don} . Na forma:

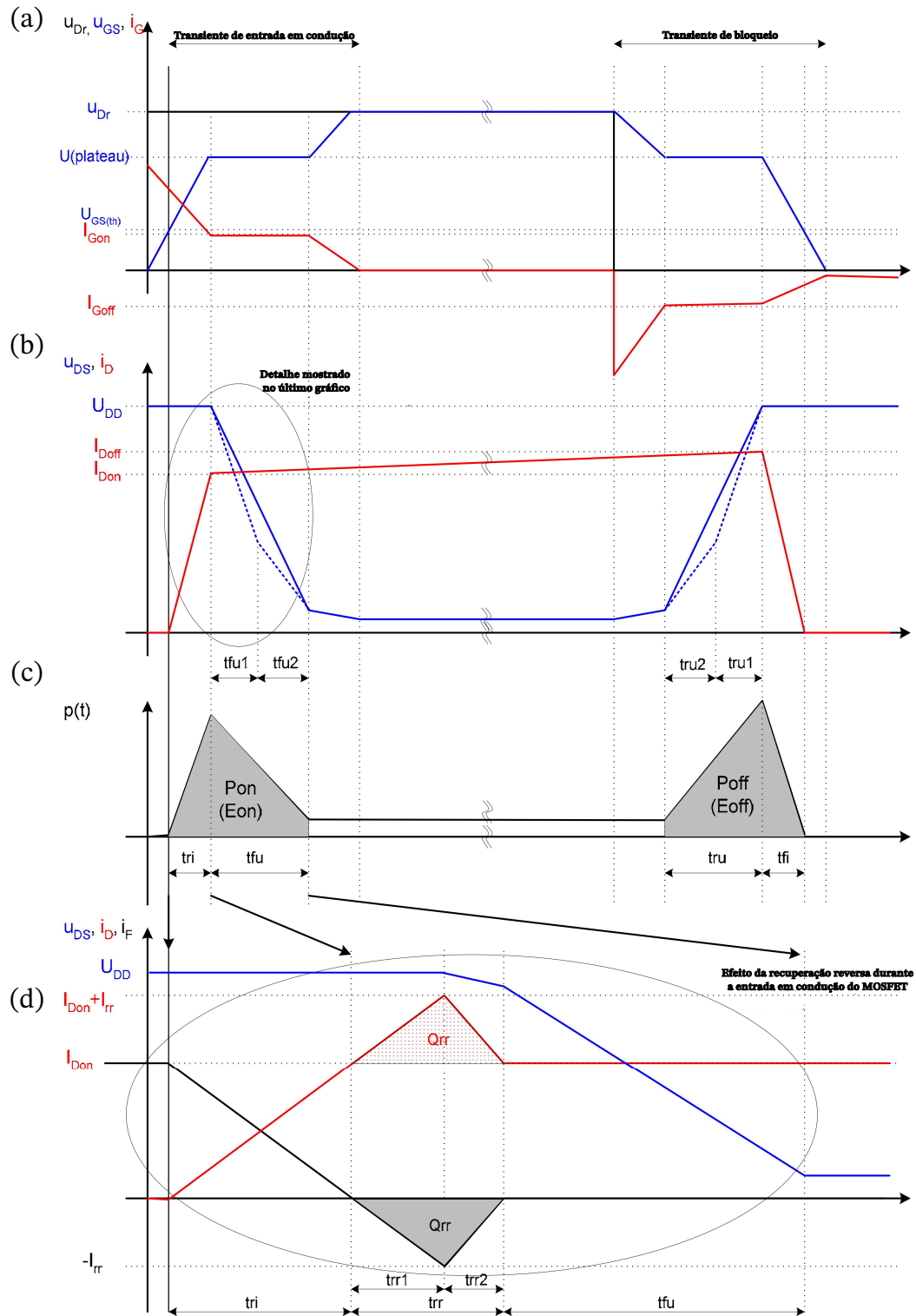
$$P_{\text{cond}} = I_{\text{Don}}^2 \cdot R_{\text{DSon}} \quad (13)$$

Além das perdas de condução, as perdas de chaveamento representam uma parcela representativa da potência dissipada da chave. Para este levantamento deve-se obter as energias necessárias para a entrada em condução E_{on} da chave e a energia de bloqueio E_{off} em função da corrente nominal I_{Don} que por ela circula. Este levantamento foi feito com base a metodologia de cálculo de perdas de Graovac; Purschel; Kiep (2006), um material da Infineon que permite a estimação das energias com base nas informações da folha de dados e dados da aplicação.

Para os propósitos de cálculos do balanço de perdas, uma aproximação linear do processo de chaveamento do MOSFET é suficiente, uma vez que este método considera o pior caso, podendo resultar assim em uma potência dissipada maior que a obtida na simulação ou ensaios práticos.

A Figura 12 (a) mostra as formas de onda no gatilho da chave. Na Figura 12 (b) são mostradas as dinâmicas da tensão sobre a chave U_{DD} e a corrente de dreno I_{D} . A Figura 12 (d) mostra um zoom da onda em foco na perda do diodo, onde Q_{rr} é a carga de recuperação reversa do diodo.

Figura 12: Transientes de comutação do MOSFET de potência: Tensão e corrente no gatilho (a); Tensão e corrente sobre a chave (b); Potência dissipada na chave (c); Detalhe da curva de tensão e corrente sobre a chave (d)



Fonte: Graovac; Purschel; Kiep (2006)

Finalmente, na Figura 12 (c), pode-se observar que a potência sobre a chave depende diretamente dos tempos de subida e descida da tensão sobre as chaves e corrente que

por elas circulam. Com base nesses transientes lineares, as energias dissipadas podem ser calculadas.

A potência total dissipada pela chave pode ser descrita pela soma das perdas de condução e comutação:

$$P_{\text{diss}} = P_{\text{cond}} + P_{\text{com}} \quad (14)$$

As perdas de comutação P_{com} são o produto da energia de comutação total e a frequência de chaveamento f_s . A energia total é a soma das energias de ligar o MOSFET (E_{onM}), desligar o MOSFET (E_{offM}) e a energia de recuperação reversa do diodo (E_{onD}).

$$E_{\text{onD}} = \left(\frac{1}{4}\right) Q_{\text{rr}} U_{\text{DD}} \quad (15)$$

$$E_{\text{onM}} = U_{\text{DD}} I_{\text{Don}} \frac{t_{\text{ri}} + t_{\text{fu}}}{2} + Q_{\text{rr}} U_{\text{DD}} \quad (16)$$

$$E_{\text{offM}} = U_{\text{DD}} I_{\text{Don}} \frac{t_{\text{ru}} + t_{\text{fi}}}{2} \quad (17)$$

Resultando na equação de potência total:

$$P_{\text{diss}} = I_{\text{Don}}^2 R_{\text{DSon}} + f_s \cdot (E_{\text{onD}} + E_{\text{onM}} + E_{\text{offM}}) \quad (18)$$

Nestas equações, os tempos de rampa de corrente (t_{ri} e t_{fi}), bem como a carga de recuperação reversa (Q_{rr}), são tipicamente obtidos na folha de dados do componente.

Contudo, os tempos de rampa de tensão (t_{fu} e t_{ru}) não são valores fixos; eles dependem da aplicação, especificamente da resistência de gatilho (R_G) e das capacitâncias internas do MOSFET. Portanto, eles precisam ser calculados.

Para calcular os tempos de rampa de tensão, t_{ru} e t_{fu} , a metodologia utiliza uma média dos tempos obtidos em duas condições de capacitância dreno-gatilho, para compensar sua não-linearidade. As duas condições são: a capacitância na tensão de barramento, $C_{\text{GD1}} = C_{\text{GD}}(U_{\text{DD}})$, e a capacitância na tensão de condução, $C_{\text{GD2}} = C_{\text{GD}}(R_{\text{DSon}} I_{\text{Don}})$.

A corrente de gatilho (I_{Gon}) durante a queda da tensão sobre a chave (*turn-on*) pode ser descrita como em:

$$I_{\text{Gon}} = \frac{U_{\text{Dr}} - U_{\text{plateu}}}{R_G}, \quad (19)$$

onde U_{Dr} é a tensão vinda do driver, U_{plateu} é a tensão de plateau do MOSFET (obtida da folha de dados) e R_G a resistência do gatilho.

As equações abaixo, baseadas na equação da corrente no capacitor $I = C \frac{\Delta U}{\Delta t}$, mostram a obtenção do tempo de descida da tensão:

$$\Delta t = \Delta U \frac{C_{GD}(V)}{I_{Gon}} \quad (20)$$

$$t_{fu}(V) = (U_{DD} - R_{DSon} I_{Don}) R_G \frac{C_{GD}(V)}{U_{Dr} - U_{plateau}} \quad (21)$$

$$t_{fu} = \frac{t_{fu1} + t_{fu2}}{2} \quad (22)$$

O mesmo pode ser feito para o tempo de subida da tensão (t_{ru}) quando o MOSFET entra em bloqueio (*turn-off*). Nesta condição, a corrente de gatilho na chave é descrita em:

$$I_{Goff} = \frac{-U_{plateau}}{R_G} \quad (23)$$

Assim, pode-se calcular o tempo de subida para cada valor de capacitância e obter sua média:

$$t_{ru}(V) = (U_{DD} - R_{DSon} I_{Don}) R_G \frac{C_{GD}(V)}{U_{plateau}} \quad (24)$$

$$t_{ru} = \frac{t_{ru1} + t_{ru2}}{2} \quad (25)$$

Mediante simulações do sistema, apresentada na Seção 7.1.1, definiu-se $R_{Gon} = 200 \, \Omega$ e $R_{Goff} = 28 \, \Omega$. Para valores de resistência de gatilho muito menores que isso oscilações na tensão de gatilho durante as transições atingem valores acima do limiar de condução, causando risco de curto de braço. Para o valor de frequência determinou-se $f_s = 1,5 \, \text{kHz}$ (buscando limitar as perdas) e uma tensão do barramento máxima de $U_{DD} = 83 \, \text{V}$ que é a tensão máxima da bateria. As demais constantes estão dadas na folha de dados.

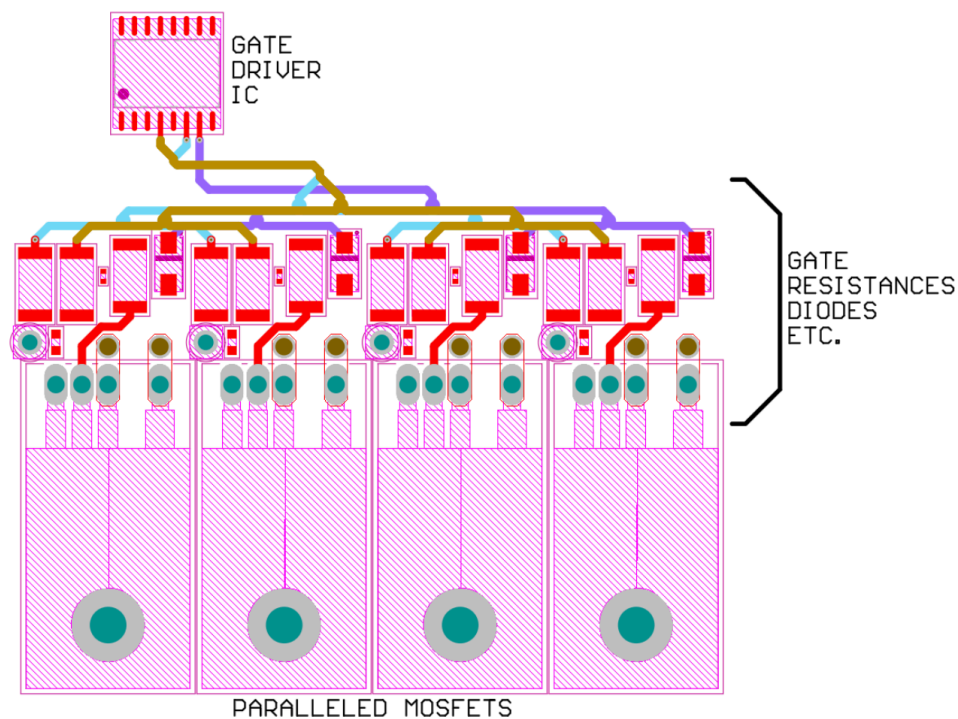
Sendo assim, considerando a corrente de 255 A para 3 e 4 chaves em paralelo, aplicando-se os valores nas equações tem-se uma perda de 30 W (9,4 W de comutação e 21,3 W de condução) e 19 W (7,1 W de comutação e 12,0 W de condução) por chave, respectivamente na condição de máxima potência dissipada. Para condição nominal tem-se 8,4 W (3,7 W de comutação e 4,6 W de condução) e 5,4 W (2,8 W de comutação e 2,6 W de condução), respectivamente. Optou-se por utilizar 4 chaves em paralelo visando a minimização das perdas e maior margem de trabalho para o sistema de refrigeração que visa

dispensar a utilização de ventilação forçada. A planilha de cálculos utilizada se encontra no repositório apresentado no apêndice deste documento.

4.1.2 Layout do inversor

Definidas as topologias, chaves e suas quantidades, deve-se determinar as demais características da placa do inversor. Como as chaves estão em paralelo. É pertinente que as trilhas sejam o mais simétricas possível de forma aos sinais percorrerem um trajeto equivalente para o acionamento simultâneo das chaves. Por isso, foi utilizada a estrutura de *layout* similar ao encontrada em (Ataseven; Sahin; Ozturk, 2023). A Figura 13 mostra como este autor dispõe as trilhas de gatilho das chaves.

Figura 13: Layout do paralelismo de MOSFETs.



Fonte: Ataseven; Sahin; Ozturk (2023)

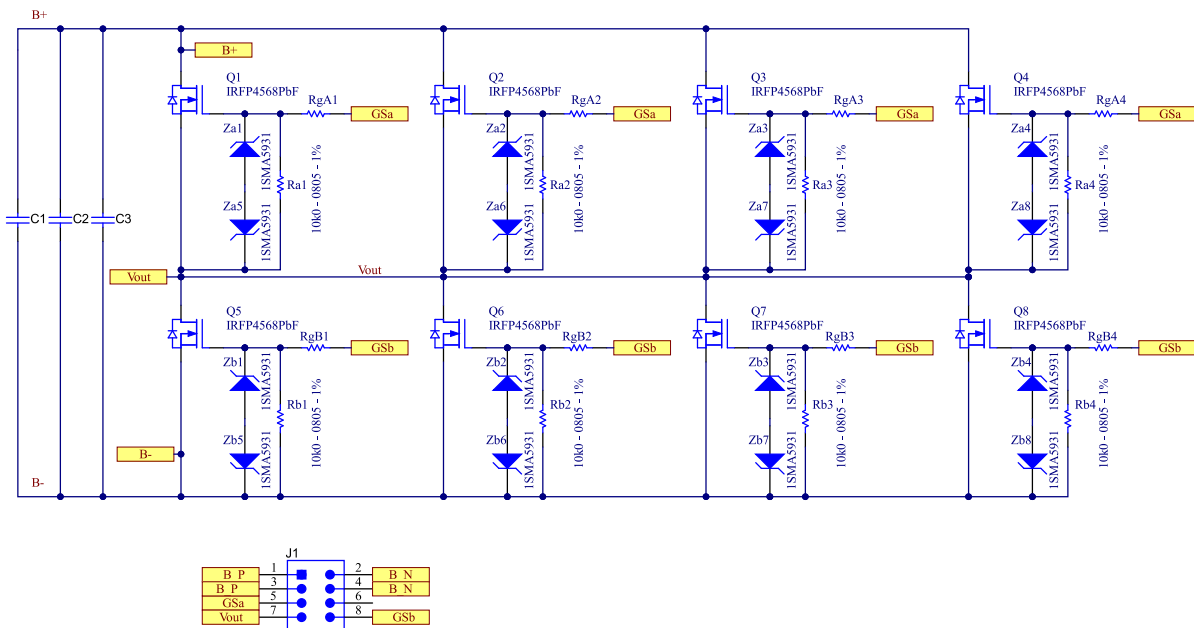
Assim como proposto, decidiu-se levar parte do driver do gatilho para próximo de cada chave. Desta forma foi colocado na placa do inversor, entre gatilho e *source*, um resistor de *pull-down* para evitar que a chave entre em condução caso a placa de driver seja desconectada estando o barramento ainda energizado. Além disso, dois diodos zener em anti-série limitam a tensão positiva ou negativa aplicada em cerca de ± 20 V. O resistor de gatilho de cada chave também ficará na placa do inversor próximo a chave.

A placa do inversor estará sujeita a altas correntes. Com uma tensão máxima suportada pela chave de 150 V, cerca do dobro da tensão do barramento de 72 V, obtém-se uma grande margem de segurança para que as chaves suportem as oscilações que ocorrem nas

transições, uma vez que o chaveamento de altas correntes provoca oscilações em diversas variáveis do sistema. Para amenizar estes efeitos foram colocados 3 capacitores, dois de 470 nF e um de $1\text{ }\mu\text{F}$, muito próximos às chaves na placa do inversor possibilitando que as correntes de alta frequência tenham um caminho de menor indutância, atenuando as oscilações.

O esquema elétrico do inversor é mostrado na Figura 14, onde é possível ver todos os componentes conforme já abordado.

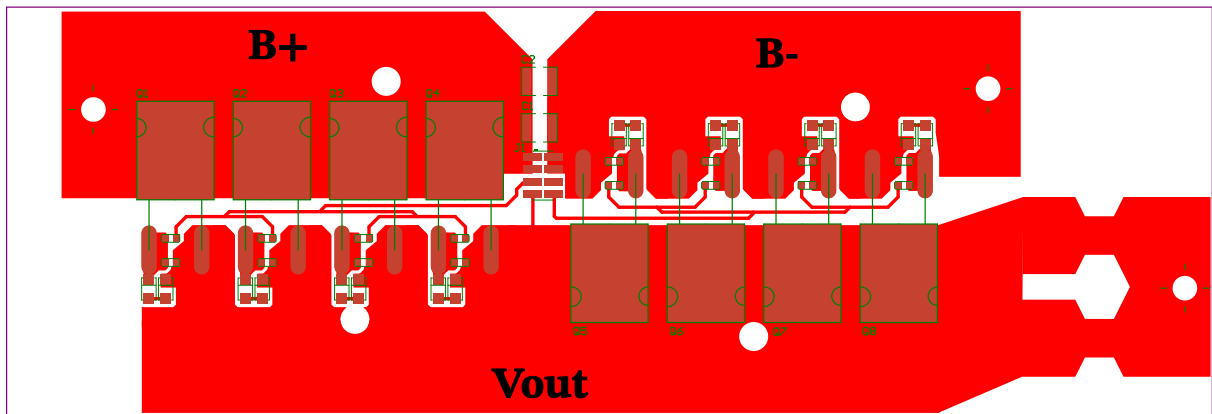
Figura 14: Circuito inversor.



Com o diagrama é possível definir o *layout*. Como referência técnica para o *layout* utilizou-se o modelo TIDA-00364 da Texas que possui 5 chaves em paralelo com um barramento de 48 V e corrente eficaz de saída de 130 A (Texas Instruments, 2025). Para isso, esta placa utiliza a tecnologia de placa de circuito impresso com núcleo metálico (do inglês *Metal Core Printed Circuit Board* ou MCPCB) com núcleo de alumínio. Esta tecnologia consiste em um substrato metálico coberto por uma fina camada de isolante elétrico sobre a qual são colocadas as trilhas de cobre, de modo que, o calor pode ser transferido diretamente para o substrato metálico. Quando montado sobre um dissipador este tipo de placa permite a dissipação do calor das trilhas, permitindo uma maior capacidade de corrente. As placas comumente utilizadas de FR4 possuem uma condutividade térmica na ordem de $0,25\text{ W/mK}$ enquanto uma placa de MCPCB tem em torno de $2\text{ a }5\text{ W/mK}$ a depender da quantidade de isolante depositado entre o cobre e o alumínio (Cho; Kim, 2008). Assim, utilizou-se uma placa de apenas uma camada com a parte inferior da placa de alumínio em contato direto com o dissipador.

A Figura 15 mostra o *layout* da placa do módulo do inversor.

Figura 15: Layout inversor.



A placa conta também com capacitores próximos das trilhas visando filtrar a alta frequência. Outro efeito da utilização do MCPCB é a capacitância gerada entre as trilhas e o núcleo de alumínio, divididos por uma fina camada isolante. Ou seja, todas as trilhas do inversor estarão acopladas capacitivamente em algum nível.

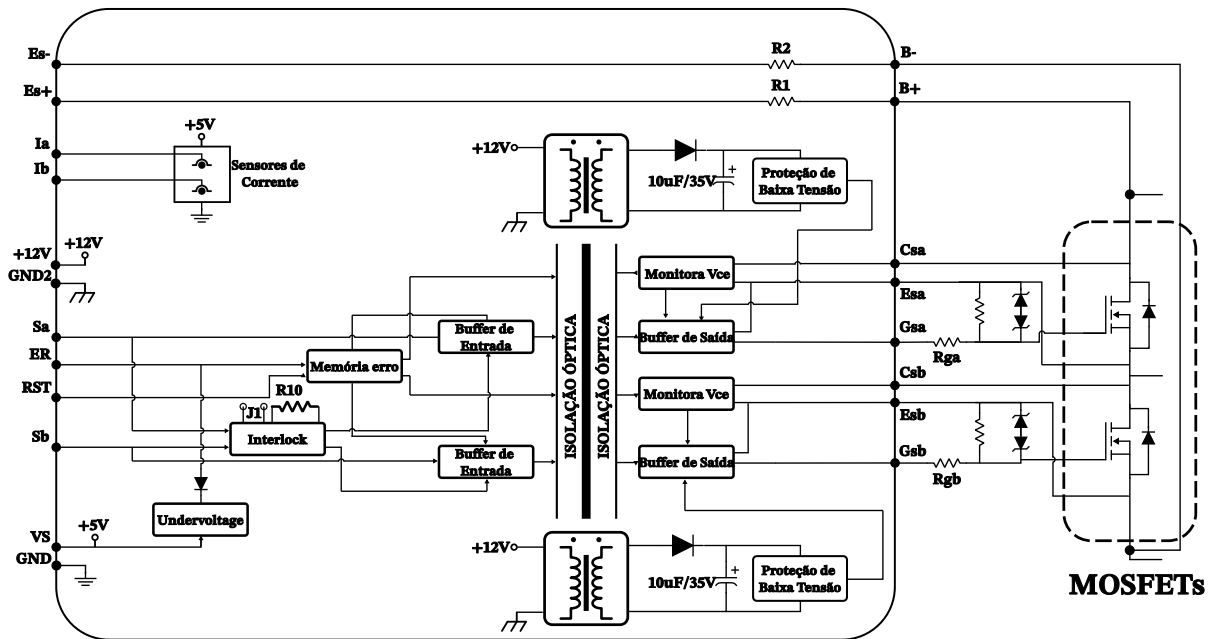
As ligações aos barramentos são realizadas diretamente nas regiões retangulares nas extremidades das malhas de cobre, como visto na Figura 15. Próximo à conexão de saída, ao lado da chave Q8, a geometria das trilhas restringe a passagem da corrente para concentrar o fluxo sobre os dois sensores de corrente que estão logo acima no *driver*.

4.2 DRIVER E SENSOR DE CORRENTE

Optou-se por posicionar a placa de *driver* externa à placa de inversor, visto que a placa do inversor possui apenas uma camada, o que dificultaria a inclusão do driver.

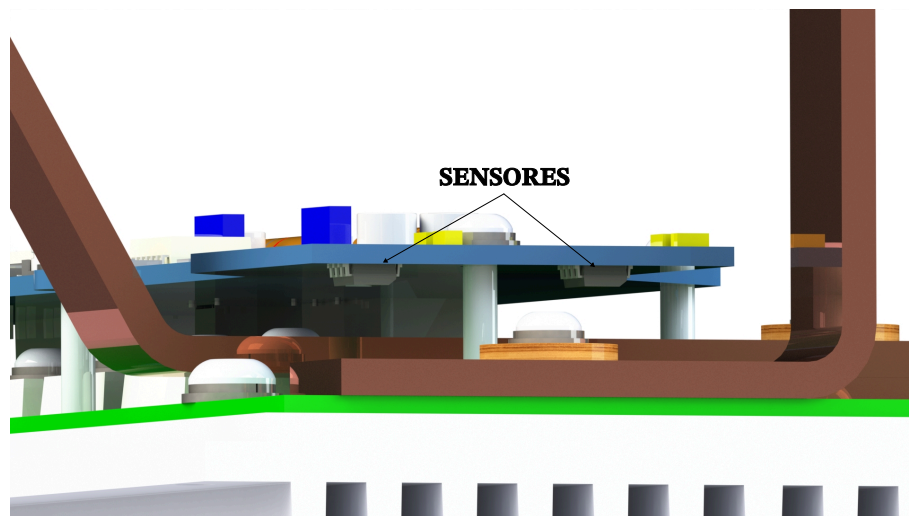
A Figura 16 mostra o diagrama de blocos funcional do circuito de *driver* utilizado. A placa possui dois canais independentes com isolamento óptico feito pelo Circuito Integrado (CI) HCPL-316J, com proteção contra baixa tensão de alimentação nos secundários dos optoacopladores, proteção de curto-circuito dos transistores de potência (através do monitoramento da tensão entre dreno e *source*) e permite o intertravamento entre os dois canais, com tempo morto (*Dead-time*).

Figura 16: Diagrama funcional da placa de driver implementada.



Além do circuito de *drivers*, a mesma placa também conta com dois sensores tipo FHS AH 600 (LEM, 2025). Os quais fazem o monitoramento da corrente por meio do campo magnético que atravessa o CI. Estes sensores estão posicionados na parte inferior da placa a aproximadamente 10 mm do barramento de saída, e devem ser calibrados de forma a obter-se uma relação entre o sinal de entrada e a corrente de saída, uma vez que a distância entre barramento e sensores pode variar com o encaixe das placas. Estes estão separados e cada um com o seu condicionamento. A Figura 17 mostra a posição do sensor em relação ao barramento de saída da placa do inversor.

Figura 17: Posicionamento dos sensores de corrente.



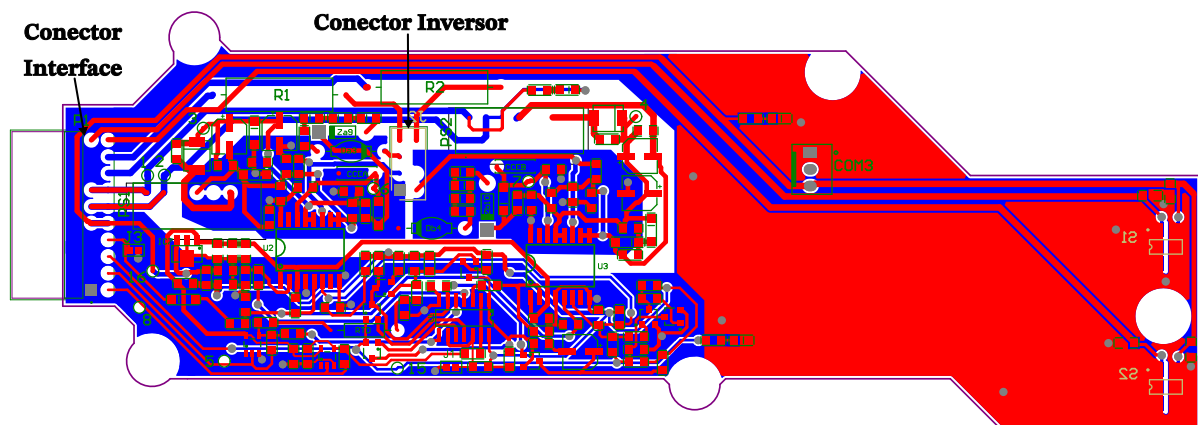
Como na prática se trata de um sensor de campo magnético, outras fontes de campo podem causar interferência. Em testes preliminares observou-se que o sensor sofre interfe-

rência de outras correntes e outras fontes de campo eletromagnético que estão presentes na integração, circulando na integração, demandando cuidados adicionais em versões futuras do protótipo.

Estando diretamente acima da placa do inversor, nesta placa é feita a medição da tensão do barramento, que é levada a dois resistores um em cada polo do barramento e fazem um divisor resistivo com o condicionamento da placa de comando. Esta faz o monitoramento da tensão de barramento e caso ultrapasse o limite imposto de 90 V bloqueia toda a operação.

A Figura 18 mostra o layout da placa utilizada. A placa possui dois conectores, um que faz a ligação com a placa de interface que está perpendicular a placa e abaixo dele outro conector leva os sinais para a placa do inversor. O primário do driver é alimentado por uma fonte isolada de 5 V, a partir da placa de interface. Por outro lado, o secundário possui duas fontes isoladas, alimentadas com 12 V obtido da bateria auxiliar, gerando uma fonte de 24 V que posteriormente é dividida, através de reguladores zeners, em tensão positiva de acionamento e negativa de bloqueio dos MOSFETs.

Figura 18: Layout placa de *driver*.



4.3 BARRAMENTO CAPACITIVO

A placa de capacitores se encontra adjacente à placa do inversor no módulo da integração. Ela é necessária para a circulação das correntes de alta frequência do inversor, uma vez que a circulação de correntes de alta frequência na bateria podem reduzir sua vida útil.

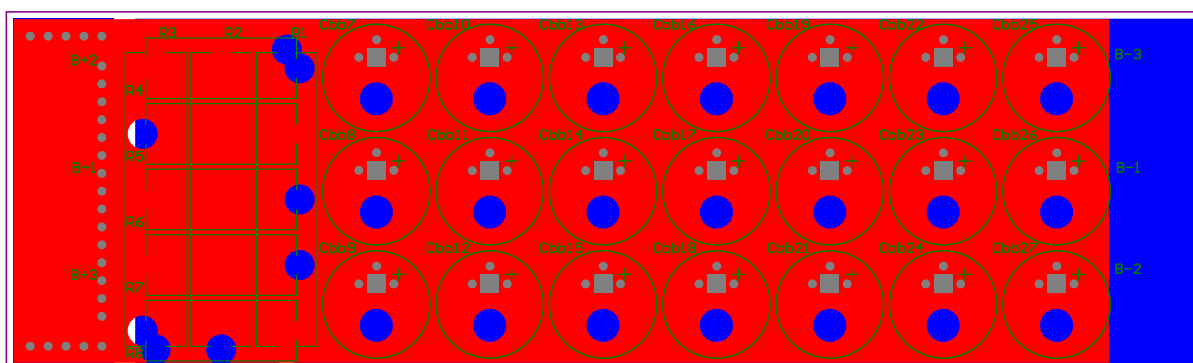
Novamente observando que no TIDA-00364 são utilizados capacitores do modelo EKYB101E, decidiu-se utilizar a mesma série com as devidas adaptações. Devido às limitações de tamanho, admitiu-se uma maior ondulação de tensão em função das correntes, adotando-se o modelo EKYB101ELL391MM20S de 100 VCC e 390 μ F, com 18 mm de

diâmetro e 20 mm de altura e com uma corrente de 1,8 A @ 1,5 kHz por capacitor. Este capacitor pode ser utilizado em temperaturas de até 105°C.

Foram necessárias simulações para averiguar quantos capacitores seriam necessários para o sistema. Obteve-se que, para a condição nominal de carga, a corrente eficaz de cada placa de barramento seria de 22,24 A, sendo necessários 13 capacitores. Simulou-se também o circuito na condição máxima, com 255 A na saída e observou-se que isto resultou em uma corrente de 42,29 A, ou seja, demandando 24 capacitores em paralelo por placa. Porém devido principalmente a limitações de espaço decidiu-se limitar os capacitores a 21, possibilitando a operação até muito próximo da condição limite.

A Figura 19 mostra o *layout* da placa de barramento. Nela observa-se os capacitores e os resistores de descarga que foram projetados para descarregar o barramento com uma constante de tempo de 3,2 s.

Figura 19: *Layout* barramento.

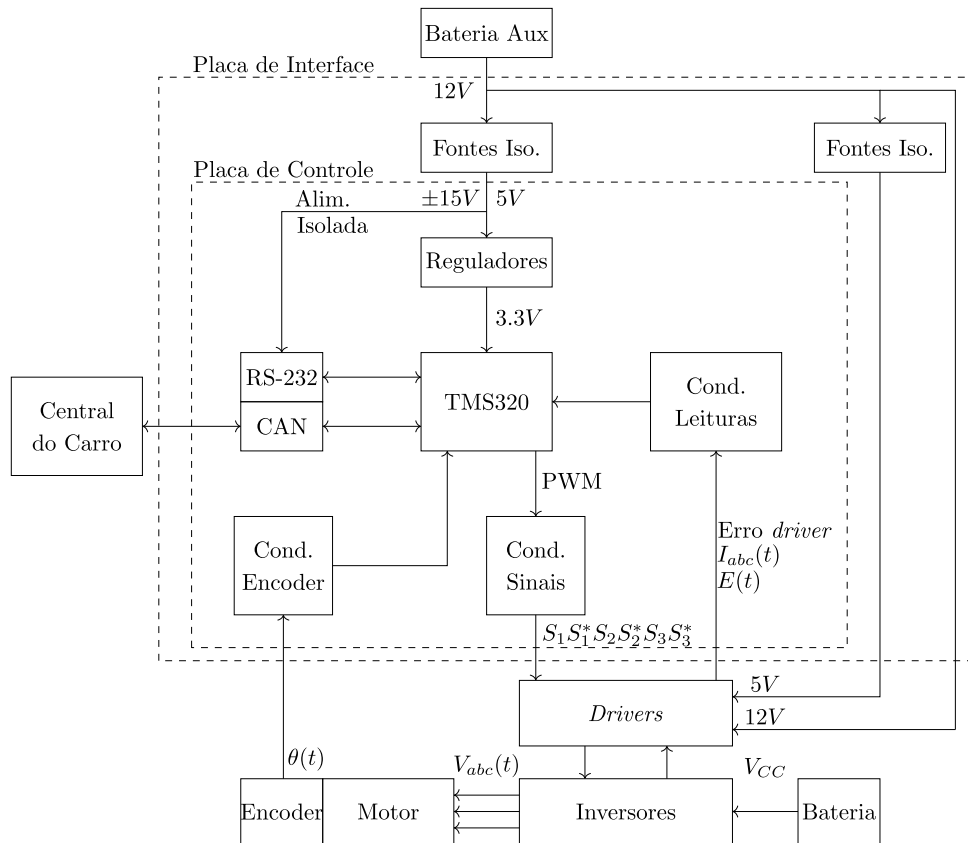


4.4 CONTROLE E INTERFACE

Para a gestão e controle do sistema foi utilizada uma placa de comando e uma placa de interface que ligará os *drivers* e as conexões de comando à placa de controle. Assim, como a placa de *driver* se encaixa na placa de inversor, a placa de interface se encaixa nas três placas de *driver*, ficando perpendicular a elas na integração como será mostrado no capítulo de projeto mecânico. A placa de controle, é fixada na placa de interface, e também será conectada via cabo a um conector de sinal que comunicará com a central do carro via *Controller Area Network* (CAN) automotivo.

A placa de controle está equipada com o microcontrolador TMS320F280037C da Texas Instruments. A Figura 20 mostra o diagrama da placa de controle e dos outros itens do sistema. Nesta aplicação a placa de interface será alimentada pela tensão da bateria auxiliar do carro, de 12 V, a partir de fontes isoladas que geram as tensões de ± 15 V e 5 V para a placa de controle e três fontes isoladas para alimentar o primário das três placas de *driver*. Na placa de controle a tensão é reduzida para 3,3 V e 1,8 V para a alimentação

Figura 20: Diagrama de blocos do sistema com evidência à placa de controle.



do microcontrolador e fontes isoladas alimentam os circuitos das comunicações RS-232 e CAN.

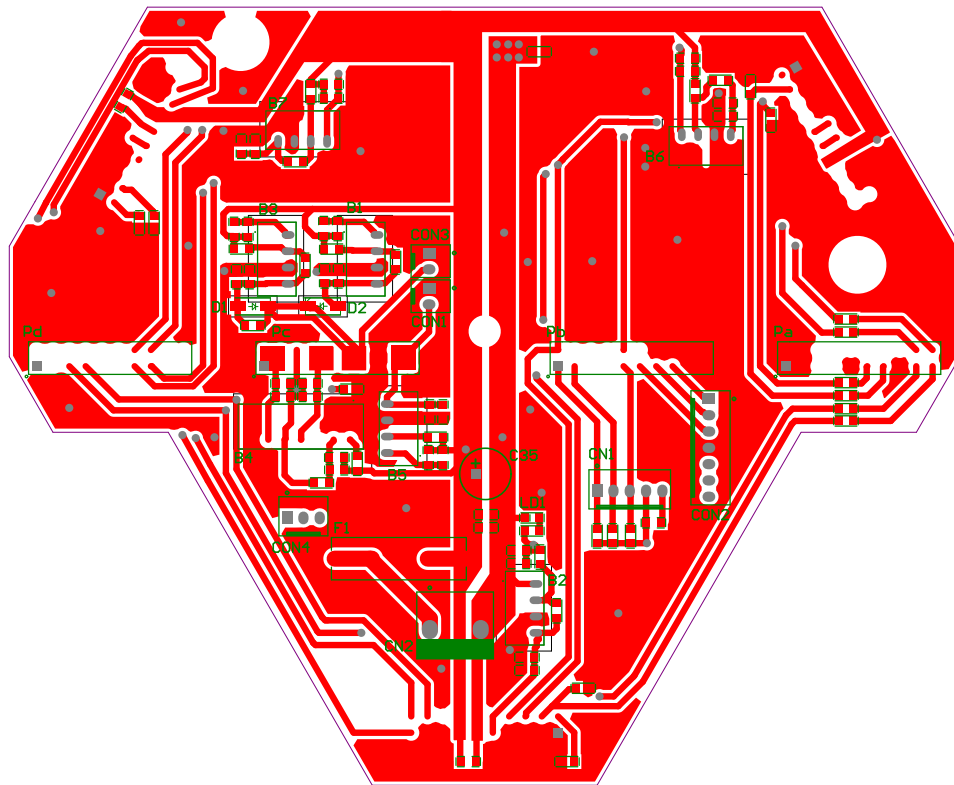
A placa de controle realiza a comunicação com a central do carro via comunicação CAN recebendo as referências e informando as leituras e estados.

Do inversor são condicionados o sinais de erro de *driver*, leitura das correntes das três fases (I_{abc}) e leitura da tensão de barramento (V_{CC}). No microcontrolador são realizados os cálculos de controle e as saídas de PWM são condicionadas e levadas aos *drivers* que comandam o inversor.

No motor utilizado, o *encoder* está posicionado na extremidade oposta a ligação do eixo. Com um ímã nesta extremidade o *encoder* lê as variações no campo magnético, entregando os sinais A, B e Z, com os quais são determinadas a posição, direção de giro e cálculo da velocidade do eixo. Este *encoder* é alimentado com 12 V da bateria auxiliar e é ligado diretamente na placa de interface.

O *layout* da placa de interface é mostrado na Figura 21. O formato não tão usual da placa provém da limitação de espaço dentro da integração, considerando as interações com as demais placas do sistema.

Figura 21: Layout placa de interface.



4.4.1 Microcontrolador TMS320F280037C

O componente central responsável pelo gerenciamento e controle do acionamento integrado é o microcontrolador TMS320F280037C, que pertence à família C2000™ da Texas Instruments. Esta família é otimizada para aplicações de controle em tempo real e eletrônica de potência.

O dispositivo opera com um núcleo C28x de 32 bits a uma frequência de *clock* de 120 MHz e conta com uma Unidade de Ponto Flutuante (FPU) IEEE 754, o que facilita a implementação de algoritmos matemáticos complexos sem a necessidade de escalonamento de variáveis (ponto fixo). Além disso, o TMS320F280037C possui aceleradores de hardware dedicados, como TMU (*Trigonometric Math Unit*) que facilita a execução de funções trigonométricas comuns em transformadas de controle (como seno, cosseno e arco-tangente), reduzindo drasticamente o tempo de ciclo da malha de controle e o CLA (*Control Law Accelerator*), um coprocessador de 32 bits independente, também de ponto flutuante, que permite a execução paralela de algoritmos de controle, liberando o núcleo principal (CPU) para tarefas de gerenciamento, comunicação e diagnósticos.

Das interfaces de hardware necessárias para o IMD, o microcontrolador oferece periféricos de alta resolução e precisão, tais como o ePWM (*Enhanced Pulse Width Modulator*) com módulos de PWM de alta resolução que são enviados para o driver. Adicionalmente,

o microcontrolador conta com conversores analógico-digital (ADC) de 12 bits, com taxa de amostragem de até 4 MSPS (milhões de amostras por segundo), utilizados para a leitura das correntes de fase e tensão do barramento com baixo tempo de latência.

As funcionalidades que serão utilizadas em continuações do trabalho consistem no eQEP (*Enhanced Quadrature Encoder Pulse*), um módulo dedicado para a interface direta com o *encoder* do motor, realizando a contagem de pulsos e cálculo de velocidade e posição via hardware. Para a comunicação, possui interface CAN (*Controller Area Network*) integrada, utilizada para a comunicação com a central do veículo (ECU), recebendo referências de torque e velocidade e enviando telemetria.

A escolha deste microcontrolador permite que o sistema tenha capacidade computacional suficiente não apenas para o controle escalar V/F utilizado na validação inicial, mas também para futuras implementações de Controle Orientado a Campo (FOC) ou algoritmos de modulação mais avançados.

4.5 CONCLUSÃO DO CAPÍTULO

Este capítulo detalhou o projeto elétrico, traduzindo os requisitos de potência do motor no projeto de um sistema modular. A base do projeto é um inversor trifásico composto por três módulos idênticos, cada um contendo um braço inversor e seu barramento capacitivo.

Para o módulo inversor, uma análise de perdas justificou a utilização de quatro MOSFETs IRFP4568PbF em paralelo por chave, visando minimizar as perdas e aumentar a margem térmica. A escolha de um MCPCB de alumínio foi uma decisão de projeto buscando utilizar uma técnica alternativa de transferência de calor. O barramento CC foi dimensionado buscando um balanço entre a corrente de *ripple* exigida pela simulação e as limitações de espaço.

O sistema de comando foi projetado em placas separadas: a placa de driver utiliza o optoacoplador HCPL-316J para isolamento e proteção, enquanto a placa de controle, centralizada no microcontrolador TMS320F280037C, realiza o processamento, recebe as leituras e envia os comandos das chaves. Com todos os componentes elétricos definidos, o desafio subsequente é integrar fisicamente este sistema ao motor, o que constitui o foco do projeto mecânico.

5 PROJETO MECÂNICO

Este capítulo apresenta o projeto mecânico do IMD desenvolvido no *software* Solidworks. Para o conceito desenvolvido, duas questões foram basilares, sendo uma a utilização de um modelo comercial de motor e outra o posicionamento da eletrônica de forma axial ao motor. O que não deve ser confundido com motor axial, aqui se trata apenas do posicionamento da eletrônica em relação ao motor.

Com a utilização de um modelo comercial de motor, não se faz necessário o desenvolvimento do projeto do motor, uma área na qual o grupo de pesquisa tem pouca experiência, permitindo o foco na integração das partes. Porém, esta abordagem limita a atuação do projetista, pois inviabiliza a integração mais profunda da eletrônica. Essa limitação vem no sentido de se trabalhar com a carcaça do motor pronta, impossibilitando integrar a eletrônica nas chapas do ferro do estator, o que possibilitaria uma otimização de espaço muito mais evidente.

Tendo isso em vista, a estratégia de integração adotada foi substituir a tampa traseira original do motor por uma nova flange customizada, que serviria de interface para o acoplamento axial da eletrônica de potência. Sendo assim, segundo a categorização de (Zhang et al., 2022), o projeto classifica-se como uma integração axial na carcaça.

Além do desafio de acoplamento, um automóvel expõe o motor a poeira e respingos de água. Tendo isso em vista, estabeleceu-se como referência obter uma proteção ambiental IP 54 (Protegido contra projeções de água e poeira). Isso impôs que o invólucro da eletrônica fosse selado e, ao mesmo tempo, capaz de prover a manutenção térmica do sistema, idealmente por convecção natural.

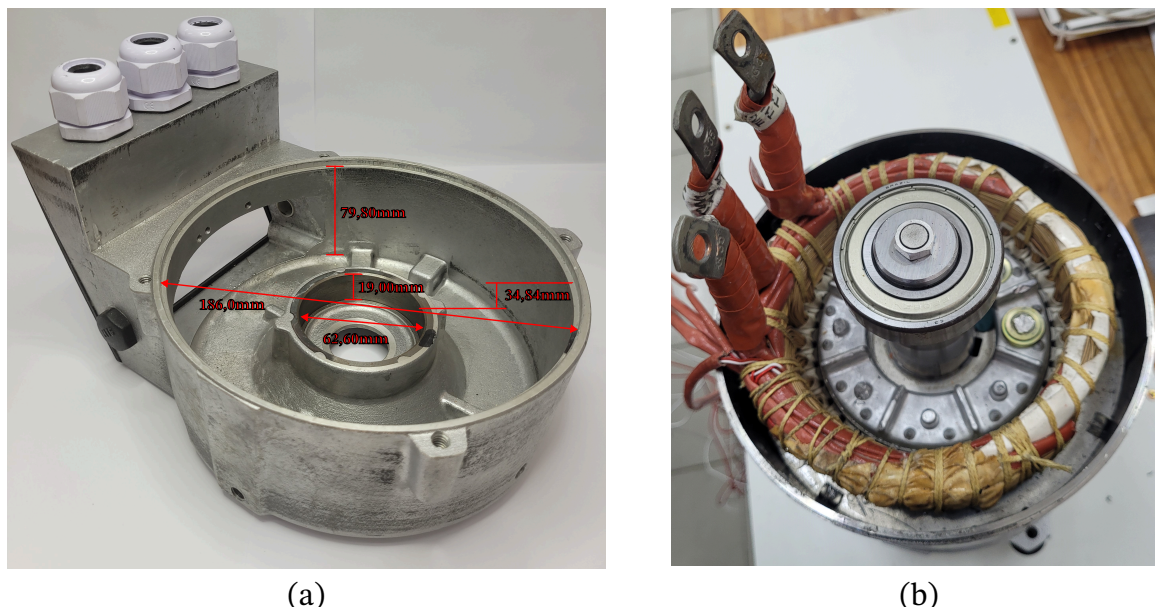
5.1 CONCEPÇÃO ESTRUTURAL

A forma final do IMD foi uma consequência direta da estratégia de integração e dos requisitos de gerenciamento térmico. A decisão de acoplar a eletrônica axialmente à traseira do motor, combinada com a necessidade de um invólucro selado (IP54) e refrigeração passiva, levou à solução de usar os próprios dissipadores de calor como a estrutura de fechamento externa. Esta escolha, por sua vez, ditou a geometria final do conjunto.

O outro elemento estrutural foi a flange de ligação. As flanges foram concebidas considerando as necessidades de fixação do sistema: as quatro fixações já existentes do fechamento original do motor, seis fixações para ligação com o inversor, a fixação do suporte dos cabos, a ligação entre as flanges, o mancal do rolamento e o encaixe do motor. A concepção inicial partiu da medição da peça original do motor, mostrada na Figura 22 (a). As medidas mais relevantes, indicadas em vermelho, são o diâmetro do mancal, o diâmetro

do encaixe no motor, a altura do encaixe do motor e a profundidade da fixação do mancal e a relação entre as duas alturas. A Figura 22 (b) mostra o outro lado do motor sem o fechamento original.

Figura 22: Fechamento retirado do motor (a) e Motor sem o fechamento (b)



Definiu-se que a peça de ligação seria seccionada em duas partes (bipartida) para possibilitar a abertura e facilitar a manutenção. Contudo, esta abordagem bipartida gerou uma preocupação crítica. Com uma peça bipartida, é muito mais provável que sejam inseridas excentricidades no mancal do rolamento, caso este também fosse dividido.

Por isso, buscando maior precisão do alinhamento do eixo, decidiu-se criar uma peça da flange com o mancal do rolamento inteiro e outra peça sem o mancal, permitindo assim a abertura da flange para manutenção sem comprometer o alinhamento e precisão do rolamento.

Paralelamente a essa decisão de *design*, avaliou-se o custo de fabricação. Ao observar o alto custo da usinagem completa das flanges a partir de um bloco metálico, decidiu-se redirecionar o projeto para a utilização de peças feitas com molde de areia e fundidas em alumínio. Decidiu-se utilizar alumínio devido a sua baixa densidade em relação ao aço, a possibilidade de auxiliar na inércia térmica do sistema como um todo, o baixo preço em comparação a outras ligas metálicas e a resistência maior em relação a materiais plásticos. A utilização de molde permite que apenas as partes que necessitam de precisão, como o próprio mancal do rolamento e as faces de encaixe, sejam posteriormente usinadas, reduzindo o custo total de fabricação.

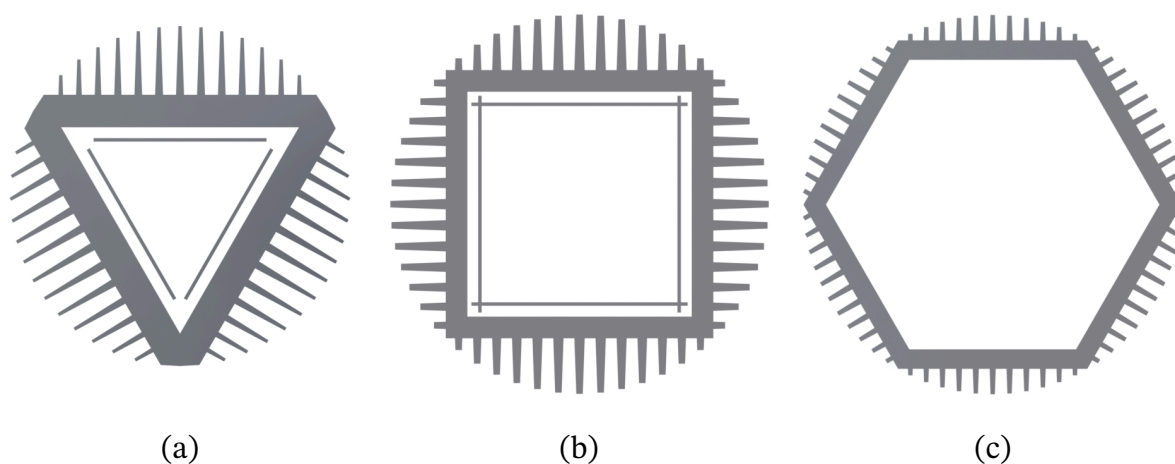
Quanto aos dissipadores, para atender ao requisito IP54 com refrigeração passiva usando-os como invólucro, pensou-se inicialmente em usar um dissipador customizado com aletas, porém, assim como a flange, esta solução se tornou economicamente inviável.

Com isso, optou-se pela utilização de dissipadores comerciais de alumínio extrudado como as paredes do invólucro.

Essa decisão ditou a geometria final. A Figura 23 mostra os formatos da disposição dos dissipadores considerados. Cogitou-se o uso de três dissipadores, ocupando seções de 120° , formando uma cavidade triangular interna, similar ao modelo Tesla S abordado no Capítulo 2. Contudo, no modelo da Tesla, o arrefecimento é líquido, o que permite posicionar a eletrônica em ambos os lados do dissipador, de modo que um invólucro externo apenas é responsável pela proteção ambiental. No caso deste projeto, com a gestão térmica feita por convecção natural é essencial a presença das aletas, externas a integração, desta forma esta estrutura provê um espaço interno muito limitado.

Considerou-se ainda 4 dissipadores (formato quadrado), com mais espaço, porém assimétrico do ponto de vista do número de fases, dificultando a distribuição dos componentes. Uma melhor condição foi encontrada dividindo a integração em 6 dissipadores, cada um ocupando 60° da seção, formando assim um hexágono internamente. Esta forma permitiu alcançar uma maior modularidade e simetria radial da eletrônica construindo 3 módulos idênticos constituídos de 2 dissipadores. Os dissipadores possuem fixação no fechamento frontal, múltiplos furos em sua face para a fixação do inversor e barramentos e são fixados um nos outros por parafusos nas laterais.

Figura 23: Primeiros modelos de disposição dos dissipadores: Distribuição triangular (a); quadrangular (b) e hexagonal (c).



5.2 PROJETO PARA MANUFATURA: ADAPTANDO A FLANGE PARA FUNDIÇÃO

A decisão de usar fundição em areia exigiu uma revisão completa do projeto da flange, que foi originalmente concebida para usinagem. A fundição é um processo de fabricação *near-net-shape*, ou seja, um processo de fabricação que produz um componente

com geometria e dimensões muito próximas das especificações finais, exigindo pouca ou nenhuma remoção de material subsequente para que a peça fique pronta para o uso.

A fundição possui particularidades que, se não consideradas, podem resultar em defeitos ou inutilização da peça. Deve-se garantir que a peça possa ser moldada, que o metal fundido preencha a cavidade adequadamente, que a solidificação ocorra de forma controlada e que o padrão possa ser extraído do molde sem danificá-lo (Ammen, 1979). Para isso, diversos princípios de projeto devem ser aplicados. Primeiramente, a solidificação do metal não ocorre de maneira uniforme em cantos vivos. Estes cantos atuam como pontos de concentração de tensão e pontos quentes, onde o metal permanece líquido por mais tempo, podendo levar a defeitos graves como trincas a quente e porosidade por contração (Campbell, 2011). Portanto, o projeto deve substituir cantos agudos por raios de concordância (filetes) para facilitar o fluxo do metal e promover uma solidificação mais homogênea.

De forma similar, para permitir que o modelo (padrão) seja removido da areia compactada sem destruir a cavidade do molde, as superfícies verticais paralelas à direção de extração devem possuir uma ligeira inclinação, no projeto foi adotado 2° . Este ângulo é por vezes referido como *draft*. A ausência desse ângulo faria com que o modelo arrastasse a areia durante a remoção (Campbell, 2011).

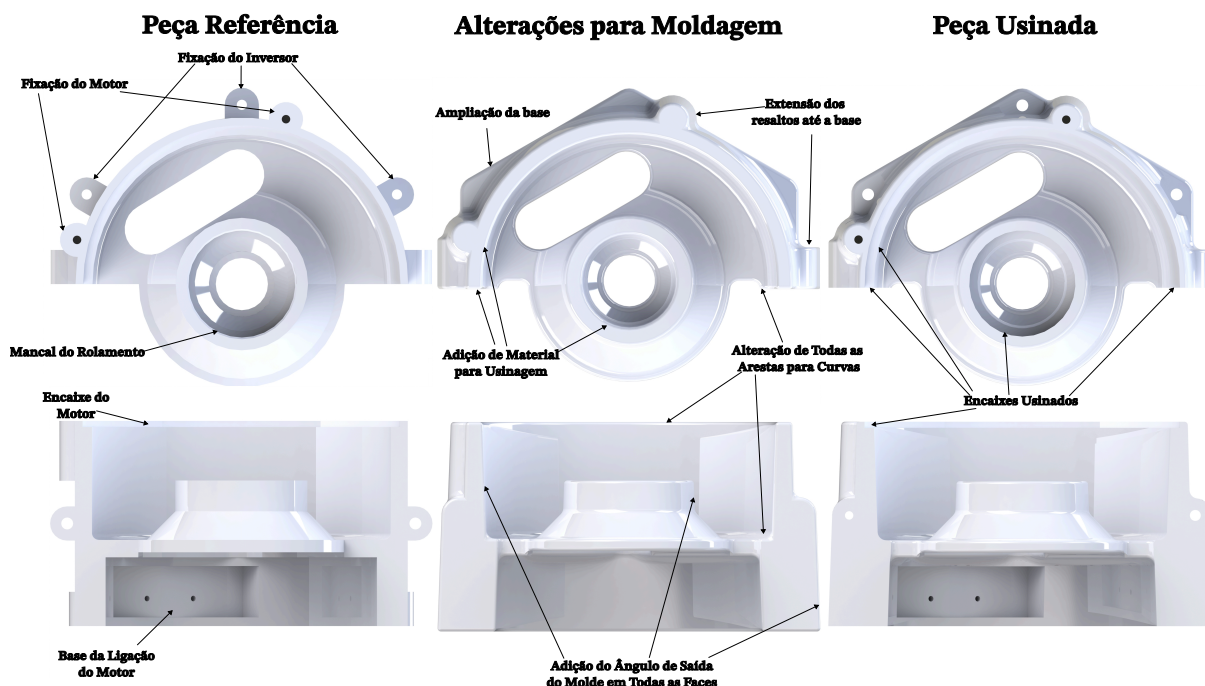
A orientação da peça no molde também define a linha de partição, o plano onde as duas metades do molde se encontram. Uma linha plana e simples é ideal para reduzir custos de ferramental e evitar defeitos de desalinhamento (Campbell, 2011). Geometrias que criam negativos, ou zonas de extração negativa, devem ser evitadas, pois exigem o uso de machos (peças de areia inseridas), que aumentam significativamente o custo e a complexidade da operação (Ammen, 1979). Por isso, a base das peças foi aumentada e as fixações que gerariam negativos foram estendidas até a base da peça.

O projeto deve manter a espessura de parede da flange a mais uniforme possível. Quando seções espessas se encontram com seções finas, ocorrem taxas de resfriamento distintas, gerando vazios internos (rechupe) (Campbell, 2011).

Finalmente, como a fundição em areia produz peças com acabamento superficial rugoso e precisão dimensional inferior à da usinagem, áreas que exigem tolerâncias apertadas devem ser fundidas com material adicional, o sobremetal de usinagem (Ammen, 1979). Assim a todas as áreas em que seria realizada a usinagem foi adicionado material à peça possibilitando a remoção posterior.

A Figura 24 ilustra visualmente a aplicação direta desses conceitos na transição de uma peça referência, otimizada para usinagem, para a geometria adaptada para a Moldagem em areia.

Figura 24: Alterações de projeto da flange para viabilizar a manufatura por fundição em areia.



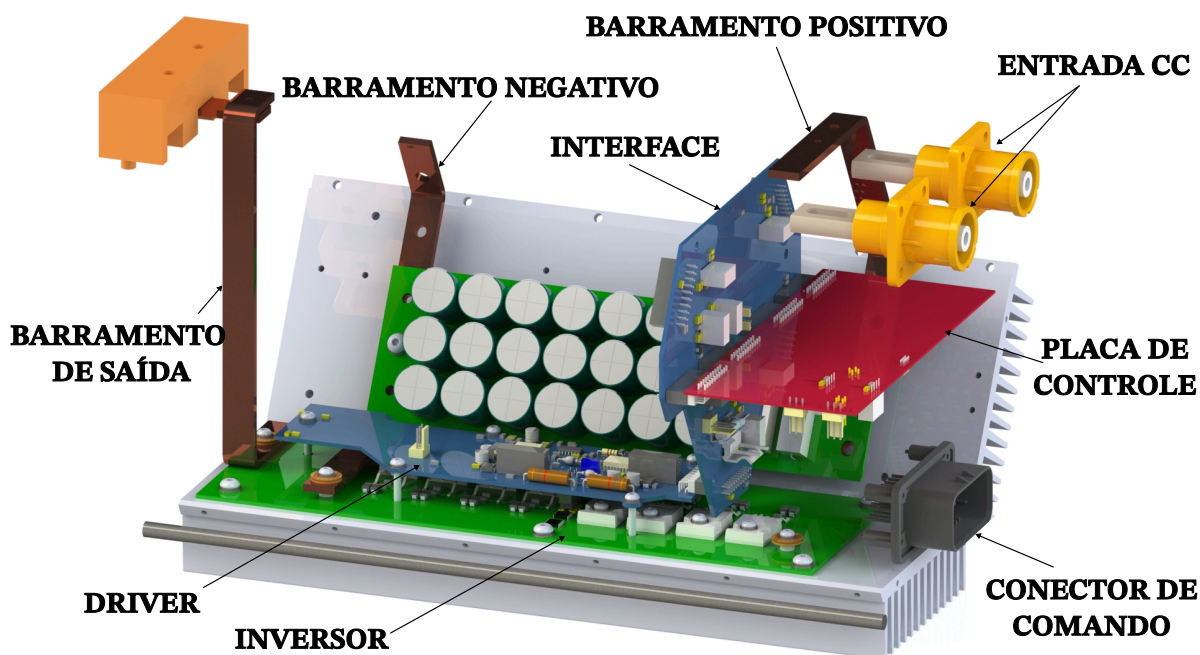
A transformação da peça referência para o modelo de moldagem evidencia essas alterações. A alteração de todas as arestas para curvas aplica o princípio dos raios de concordância para evitar os defeitos de solidificação. A adição do ângulo de saída do molde em todas as faces é a implementação direta do *draft* necessário para a extração do molde. As modificações de ampliação da base e extensão dos ressaltos até a base simplificam a geometria, eliminando negativos que exigiriam machos, permitindo assim uma linha de partição mais simples e barata. Por fim, a adição de material para usinagem é reservada para as áreas críticas que necessitam de precisão, como mancal do rolamento, encaixe do motor e fixação do inversor. A peça usinada resultante demonstra o estado final do componente após a remoção desse sobremetal.

5.3 ARRANJO INTERNO

Definida a estrutura hexagonal externa, o arranjo interno foi projetado. A parte de potência foi dividida em duas placas principais: a placa do inversor (com os MOSFETs) e a placa com os capacitores de barramento.

Como mostra a Figura 25, estas placas ficaram dispostas lado a lado e de forma alternada (inversor, capacitor, inversor, etc.). Essa disposição reduz o comprimento médio dos barramentos de alimentação e minimiza as indutâncias parasitas dos laços de corrente, garantindo uma distribuição de corrente mais equilibrada entre as fases.

Figura 25: Integração com vistas à placa de controle, mostrando o módulo inversor, driver e barramento.



Em extremidades opostas das placas estão o barramento positivo e negativo. Cada polo possui 3 barramentos de cobre idênticos, feitos com barra de cobre de $1/2'' \times 1/8''$, que se interligam e se sobrepõem, garantindo uma distribuição simétrica das correntes. Cada placa de inversor possui também um barramento específico que leva o terminal de saída para a ligação do motor.

Para a eletrônica de comando, a placa de interface precisou ter um formato não muito usual para se encaixar no espaço central. Ela se posiciona perpendicularmente às placas de driver (montadas sobre os inversores) e à placa de controle, sendo responsável pela alimentação de ambas e pela interligação dos sinais. Apesar de estarem no centro da integração, nenhum conector de sinal será responsável pela sustentação mecânica das placas, pois tanto a placa de interface quanto a placa de controle possuem suportes próprios para a fixação.

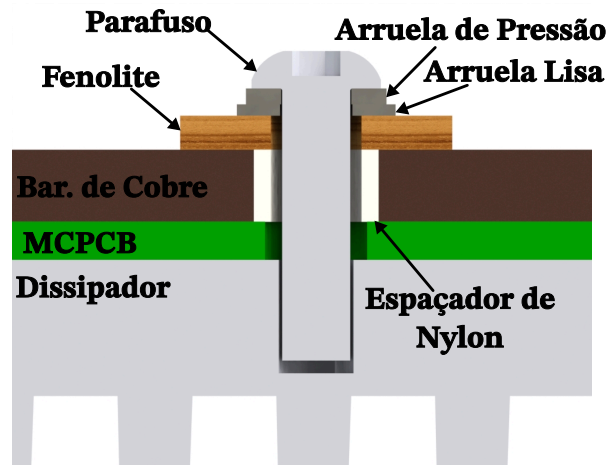
5.4 DESAFIOS DE MONTAGEM

A integração compacta de potência e controle gerou desafios específicos de montagem e conectividade.

O primeiro desafio foi a fixação dos barramentos, uma vez que o barramento de cobre, a placa MCPCB e o dissipador são metálicos. A fixação deveria garantir tanto a união mecânica quanto o isolamento elétrico. A solução, mostrada na Figura 26, utiliza um parafuso que ancora no dissipador. Uma arruela isolante (fenolite) é pressionada pela

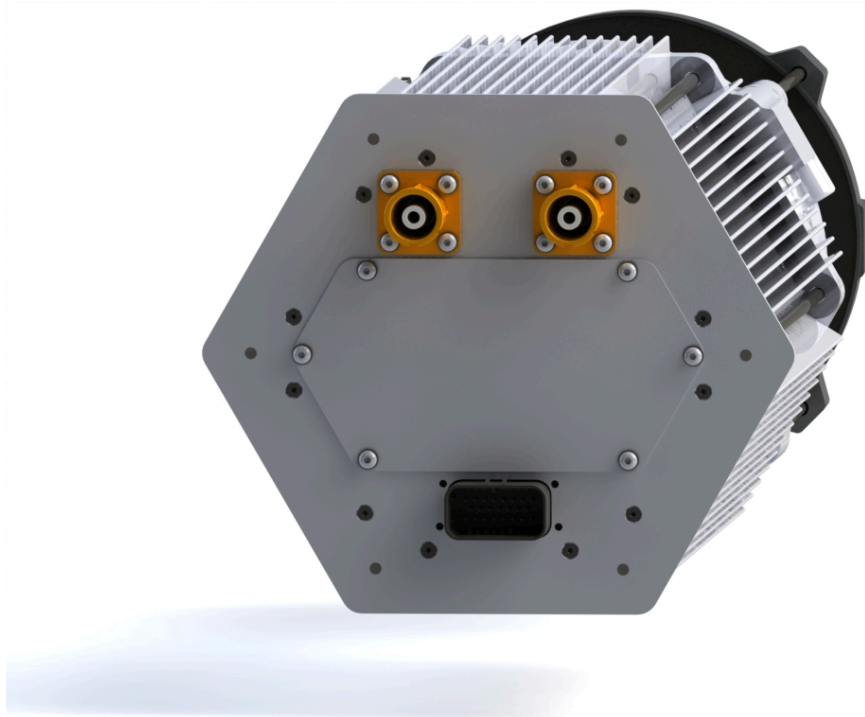
cabeça do parafuso sobre o barramento, e um espaçador de nylon isola o corpo do parafuso, impedindo qualquer contato elétrico.

Figura 26: Solução de fixação e isolamento dos barramentos.



O segundo desafio foi a interligação dos sinais e barramentos para o exterior do IMD selado. A Figura 27 mostra a placa frontal que sela o IMD. Para este fim, foram utilizados conectores com isolamento IP67, sendo eles: dois conectores modelo SLPIRCBPSB3 350 A para o barramento CC e um conector de comando automotivo de 26 vias para o comando. Esta placa frontal possui um fechamento central que permite acesso ao interior para montagem, vistoria e manutenção, sem a necessidade de remover os conectores principais.

Figura 27: Vista Frontal, destacando os conectores de potência e comando.

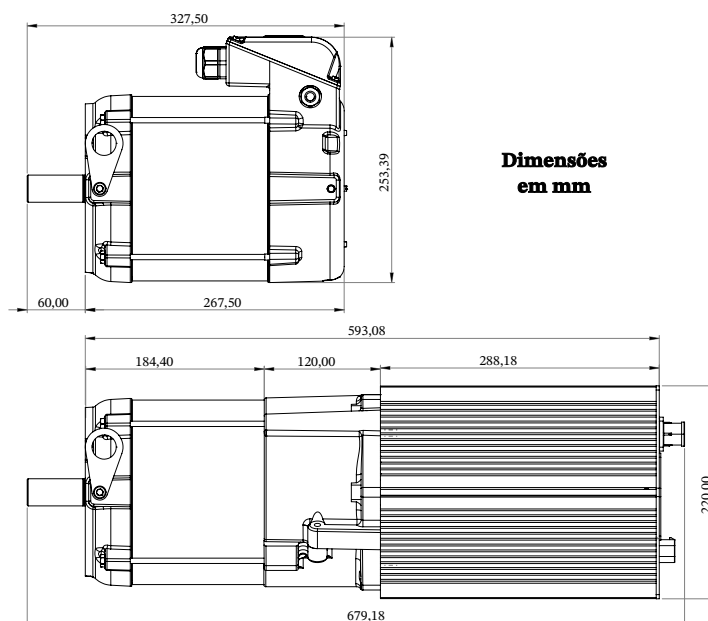


5.5 RESULTADO FINAL

A Figura 28 demonstra a montagem final do sistema em vistas subtrativas, resumindo a arquitetura do projeto. A flange de alumínio fundido acopla-se diretamente ao motor, servindo de base para os seis dissipadores que formam o invólucro hexagonal. Internamente, os módulos de potência (inversor e capacitores) são montados lado a lado e fixados diretamente na base dos dissipadores para transferência térmica. Os barramentos de cobre fazem a interligação de potência entre esses módulos, enquanto a placa interface de sinais é montada perpendicularmente no espaço central suportando a placa de controle. Por fim, o sistema é selado pela placa frontal, que suporta os conectores.

Finalmente, a Figura 29 compara as dimensões do IMD final com o motor original. Observa-se que a integração tem aproximadamente o dobro do comprimento do motor, mantendo as outras dimensões (diâmetro) próximas do original. Comparado ao motor da Tesla S (mostrado no Capítulo 2), nota-se que esta é uma relação de tamanhos típica em aplicações comerciais de IMD.

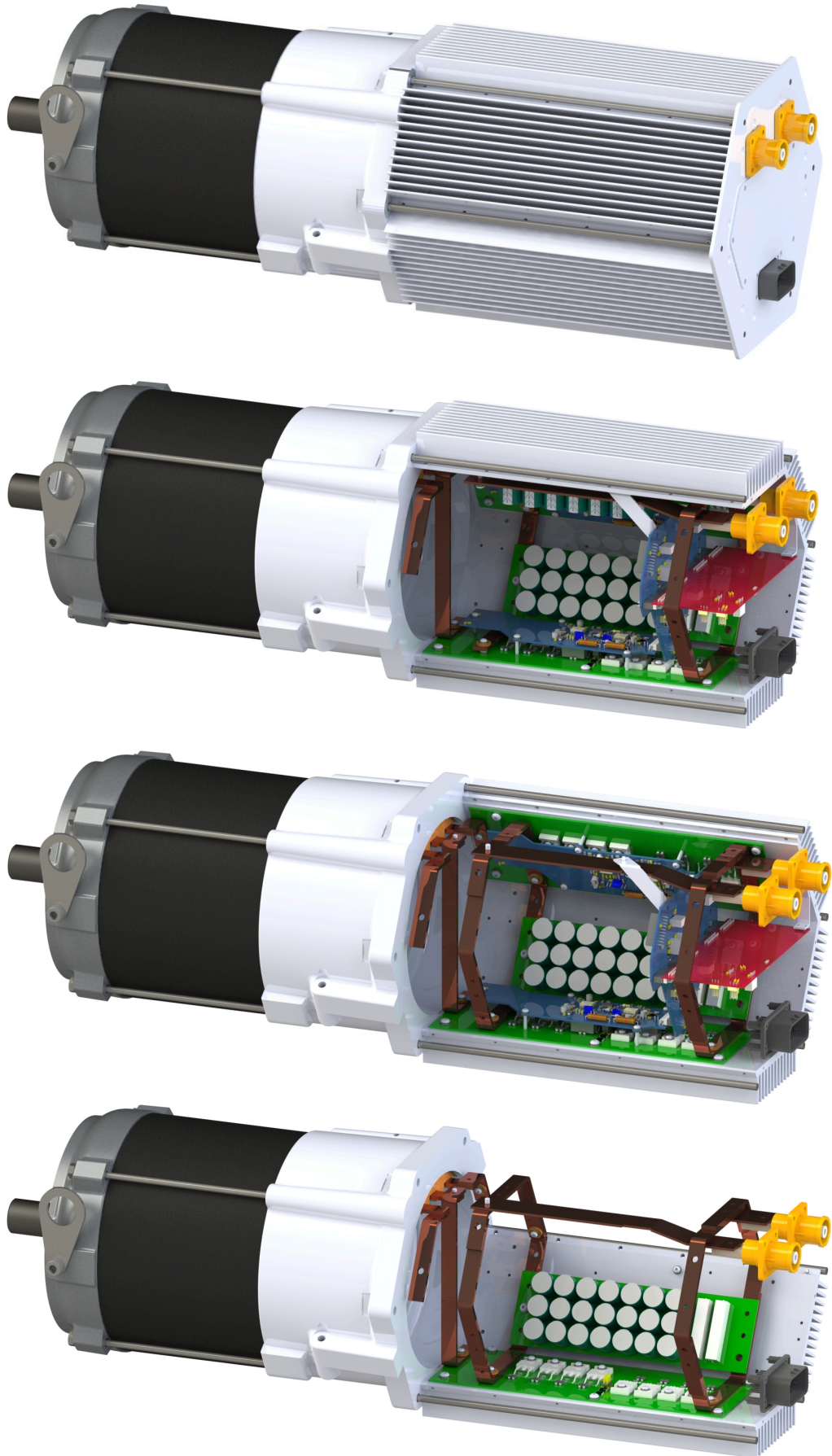
Figura 29: Comparação dos tamanhos do motor e IMD.



5.6 CONCLUSÃO DO CAPÍTULO

Este capítulo apresentou o projeto mecânico, responsável por unir fisicamente o motor comercial e a eletrônica de potência em uma única unidade. A estratégia adotada foi a integração axial na carcaça (AHM), substituindo a tampa traseira original por uma flange customizada e utilizando seis dissipadores comerciais de alumínio para formar um invólucro hexagonal.

Figura 28: Visualização do IMD por subtração de partes, ilustrando a montagem.



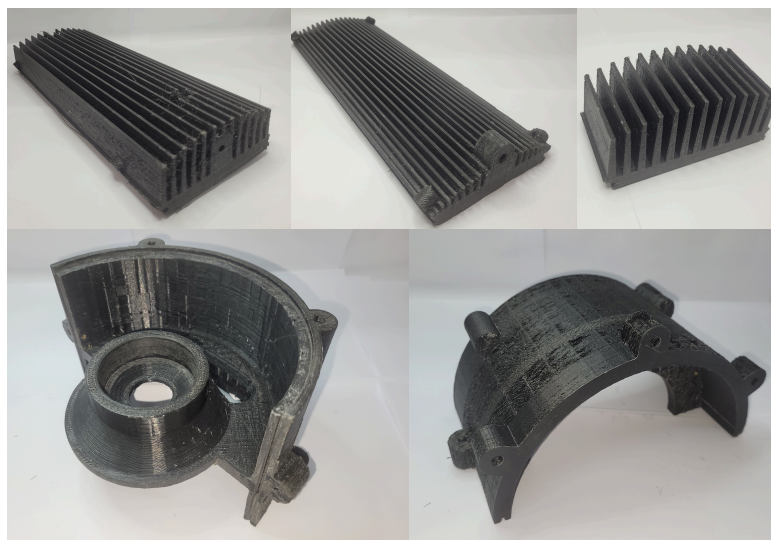
Foram apresentados os pontos centrais para o processo de fabricação da flange de usinagem para fundição em areia. Isso exigiu uma revisão completa do modelo para incluir raios, ângulos de saída e sobremetal para usinagem posterior.

O arranjo interno posicionou as placas de inversor e capacitores de forma alternada e as placas de controle no centro. Desafios de montagem, como o isolamento dos barramentos metálicos, foram abordados. O resultado é um protótipo com dimensões finais comparáveis às de soluções comerciais. Com o projeto mecânico finalizado, o próximo capítulo descreve sua fabricação.

6 FABRICAÇÃO MECÂNICA

Durante o desenvolvimento da estrutura mecânica, e antes de sua finalização, foram impressas peças em 3D para facilitar a visualização do projeto de integração. A Figura 30 mostra os modelos concebidos durante o projeto. Inicialmente foram considerados dissipadores usinados, sendo projetadas geometrias com ressaltos para as fixações e diferentes tamanhos de aletas. As flanges também foram impressas para avaliação do encaixe no motor antes da produção da peça definitiva em alumínio.

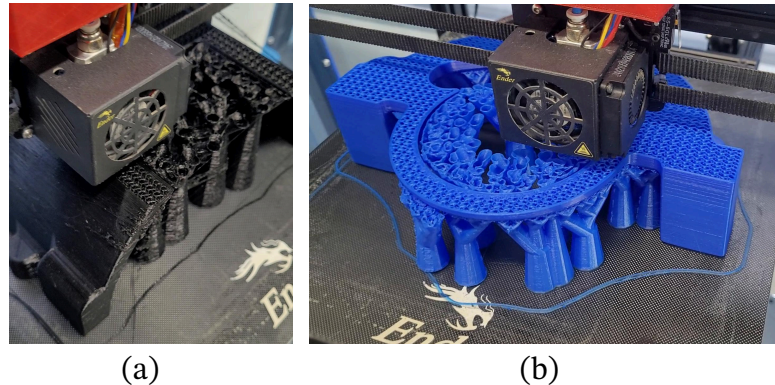
Figura 30: Peças 3D impressas



Conforme discutido no Capítulo anterior, decidiu-se por utilizar um dissipador comercial e usiná-lo. A flange, por outro lado, teve que ter o seu projeto adequado para a produção via molde.

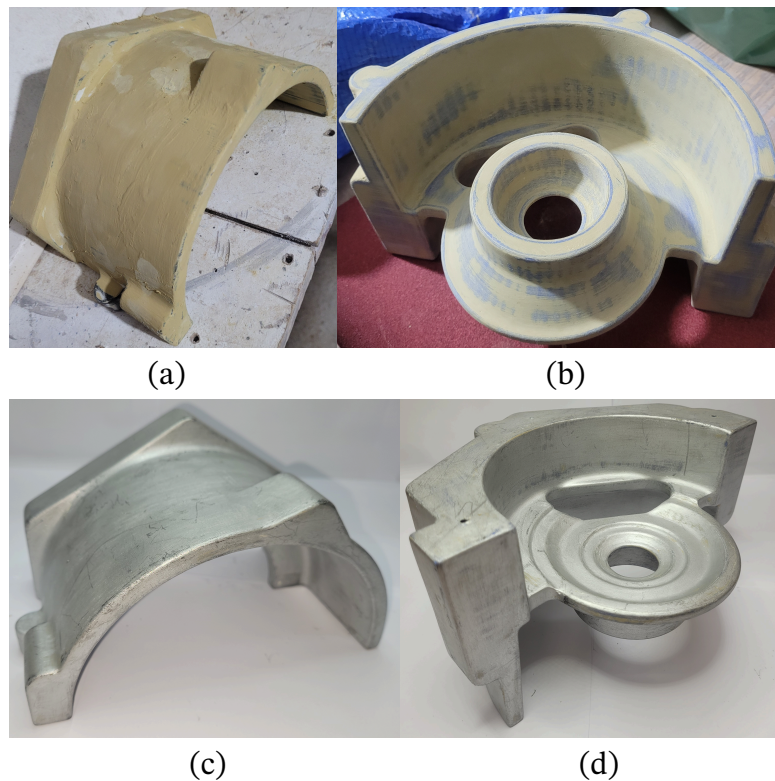
Com as flanges projetadas, prosseguiu-se com a produção das peças com as alterações para a moldagem como mostrada na Figura 24, ambas as peças foram impressas em impressora 3D com filamento de Poliacido Láctico (PLA). As impressões 3D foram conduzidas pelo autor no laboratório de Fabricação da UDESC, o qual é coordenado pelo professor Yuri Lopes. A Figura 31 mostra as peças das flanges sem o mancal (Figura 31 (a)) e com o mancal (Figura 31 (b)) em processo de impressão.

Figura 31: Impressão 3D das flanges em processo: Flange sem mancal (a) e Flange com mancal (b)



Após a impressão 3D as peças apresentam rebarbas, deformações e superfícies ásperas, características que inviabilizam o processo de moldagem em areia. Para isso, as peças foram cuidadosamente lixadas e limpas. Após isso, foi aplicada massa a base de resina de nitrocelulose, que quando aplicada ao modelo impresso seca rapidamente e permite lixá-la resultando em uma superfície lisa com o mínimo de defeitos, possibilitando a moldagem. A Figura 32 (a) e (b) mostra os modelos no processo de aplicação da massa e lixamento e nas Figuras 32 (c) e (d) os modelos finalizados e pintados com tinta específica que auxilia a retirada do modelo no processo de moldagem.

Figura 32: Modelos em processo (a) e (b), Modelos acabados (c) e (d);
Flange sem mancal (a) e (c) e Flange com mancal (b) e (d)



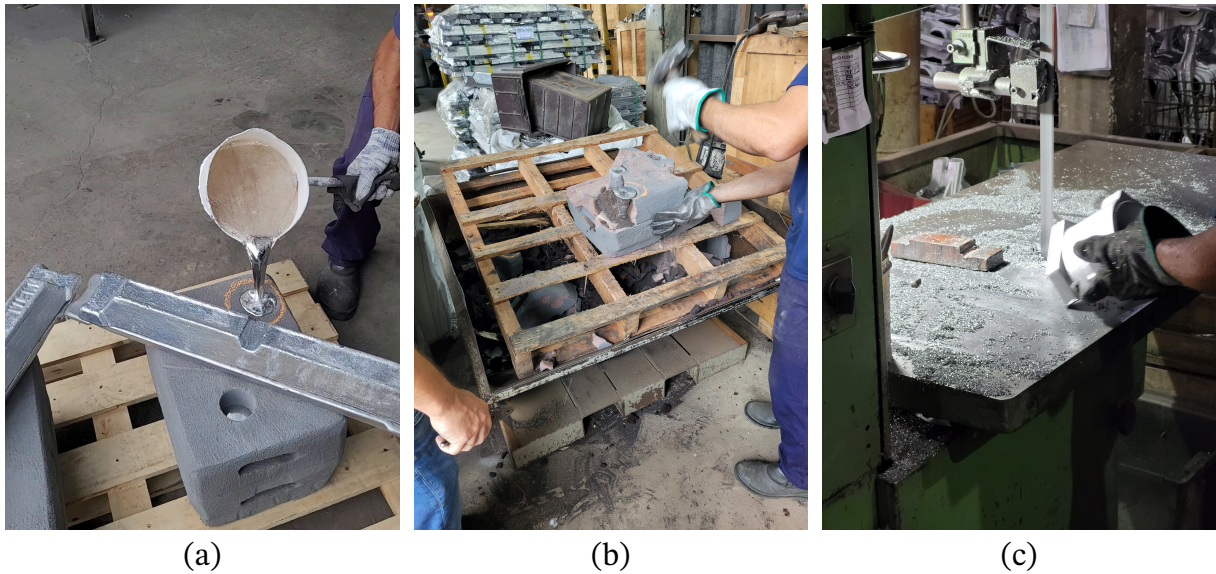
Até aqui todas as etapas foram realizadas pelo autor. Com os modelos finalizados estes foram encaminhados para a moldagem, que foi realizada em molde de areia bipartido na Fundição Curitiba, em Garuva - SC. A partir de análises da empresa, foi necessário realizar as alterações da flange discutidas na Seção 5.2. O molde de uma das peças é mostrado na a Figura 33.

Figura 33: Molde bipartido de areia: parte inferior (a) e parte superior (b).



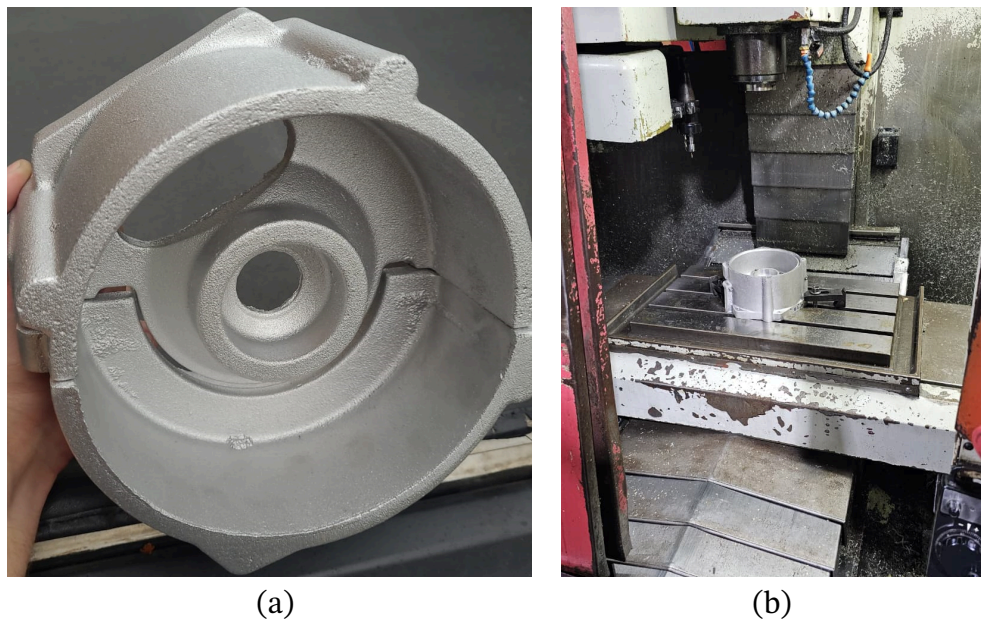
Idealmente o molde deve ser feito e vazado logo em seguida no mesmo lugar. Com o tempo a areia pode absorver a umidade do ambiente e caso transportado, movimentos bruscos podem levar a areia a se soltar dentro do molde. No entanto, a Fundição Curitiba só faz o vazamento de aço e não de alumínio. Por essa razão, foi necessário buscar outro fornecedor que atendesse a essa demanda, sendo ele a Fundipeças, localizada em Pirabeiraba, Joinville. Assim, o autor o autor coordenou em um mesmo dia a produção do molde e realizou o transporte deles para o vazamento do alumínio. O vazamento consiste no processo em que o metal, no caso o alumínio, é derramado dentro do molde. Na Figura 34 pode se ver que o alumínio foi vazado nos moldes (a), resfriado, desmoldado (b) e a peça foi acabada (c). O processo completo, desde a chegada com o molde, até obter em mãos a flange bruta demorou menos de uma hora.

Figura 34: Vazamento do alumínio (a), Desmolde (b) e Acabamento (c).



A Figura 35 (a) mostra as flanges após o acabamento. Com as peças em mãos, estas foram levadas para a MPG Usinagem, que fez a usinagem dos encaixes das flanges fundidas. A Figura 35 (b) mostra as flanges durante o processo de usinagem. Completada a usinagem as peças se encontravam prontas para serem validadas na integração.

Figura 35: Peças no final do processo (a) e na usinagem (b)



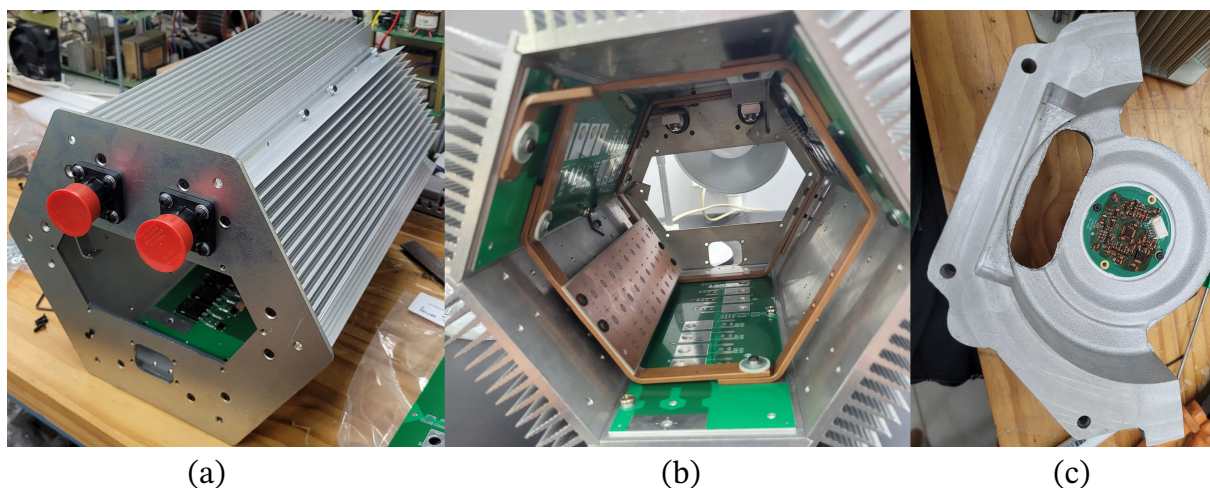
As demais peças também foram produzidas, cada uma com seu processo. Para os barramentos foram utilizadas barras retas de um metro de cobre 1/2" x 1/8" e chapa de cobre de 2 mm, as quais foram compradas e enviadas para a Weld Vision que realizou o corte e dobra. Devido às limitações de equipamentos desta empresa, o autor teve que fazer todos os furos e roscas dos barramentos. Após a validação dos posicionamentos, os barramentos foram encaminhados para a Policromo, empresa que realizou o niquelagem

dos barramentos, processo em que é depositada uma fina camada de níquel sobre o cobre evitando a corrosão da peça.

Quanto aos dissipadores, foram adquiridos seis dissipadores modelo HS 11330, da HS Dissipadores, os quais foram enviados para usinagem na MPG Usinagem. As chapas frontais foram fabricadas na Elmeca, que fornece a chapa de aço SAE 1020 e realiza os processos de corte, rosca e galvanização das peças.

Com todos os componentes em mãos seguiu-se para a validação da montagem. A Figura 36 mostra a validação da montagem realizada. Os dissipadores foram interligados e montados à chapa frontal, foram posicionadas as placas e barramentos. Todos os elementos tiveram o devido encaixe como esperado. Na Figura 36 (a) observa-se o fechamento da chapa frontal e encaixe com o inversor. Na Figura 36 (b), observa-se o encaixe e posicionamento dos barramentos bem como das placas do inversor e suas conexões. A Figura 36 (c), mostra a fixação do *encoder* na flange do motor.

Figura 36: Validação dos posicionamentos das peças mecânicas: Frontal do IMD (a); Interior do IMD (b) e Fixação do Encoder (c)

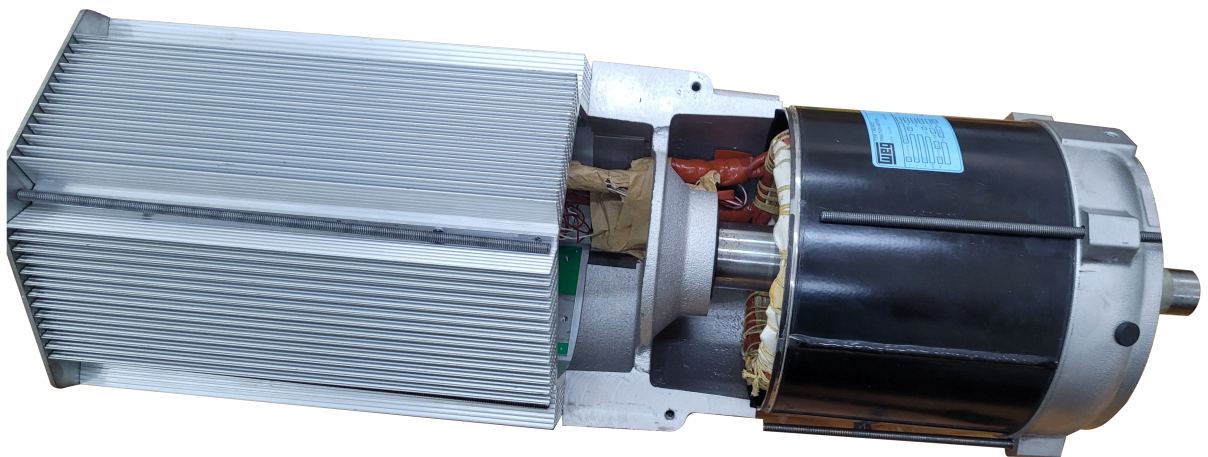


Por fim, foi conectado o motor à flange e a flange ao inversor. Todas as fixações e encaixes foram validados. A Figura 37 mostra o resultado final do sistema completamente montado. A Figura 38 mostra o IMD com a flange aberta, o que possibilita realizar as ligações do motor aos barramentos de saída e realizar vistorias e manutenção.

Figura 37: Montagem final do IMD

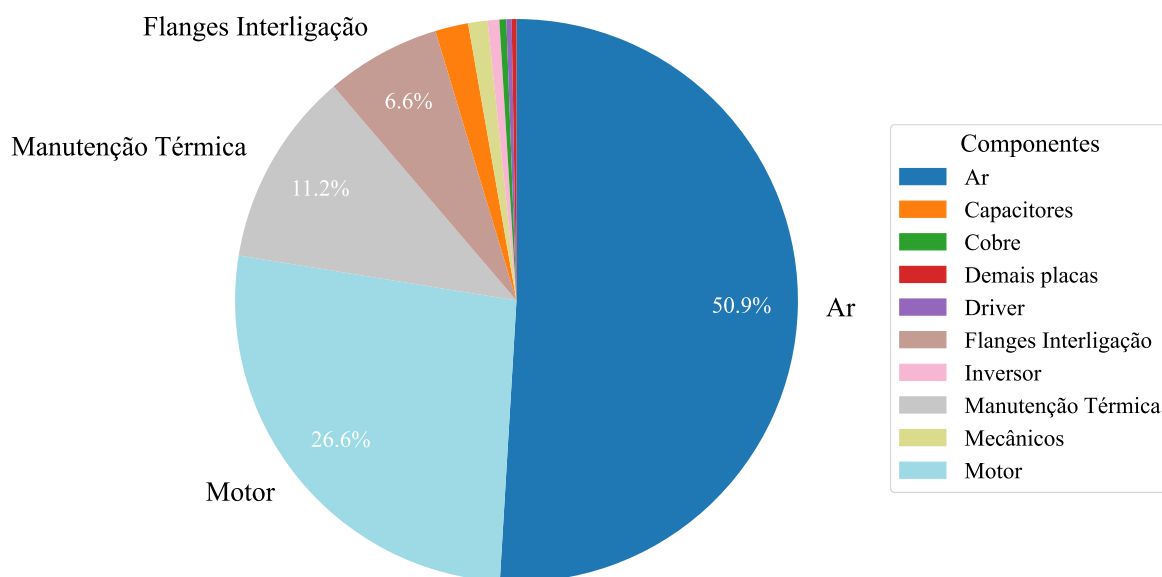


Figura 38: IMD com a flange aberta



Com o sistema todo montado obteve-se o volume do IMD projetado. A Figura 39 mostra a análise comparativa da composição do volume. Em sua totalidade o projeto teve um volume ocupado de 21,2 L.

Figura 39: Análise comparativa da composição do volume do IMD



Observa-se que a integração ainda tem muito espaço para otimização, visto que, metade dela é ocupada por ar. Neste espaço vazio está incluso o espaço entre o eixo do motor e a flange, o espaço entre a flange e o inversor e principalmente a parte interna do inversor.

6.1 CONCLUSÃO DO CAPÍTULO

Este capítulo descreveu o processo de fabricação que transformou o projeto mecânico em um protótipo. O destaque foi a execução do processo para a flange, que começou com a impressão 3D dos padrões em PLA, seguido de um cuidadoso pós-processamento de superfície com massa e lixa para viabilizar a moldagem em areia. As peças foram então fundidas em alumínio e receberam a usinagem de precisão nas interfaces críticas.

Paralelamente, os demais componentes, como os barramentos de cobre e os dissipadores usinados, foram fabricados. A validação da montagem confirmou que todos os componentes se encaixaram como projetado, demonstrando também a viabilidade de manutenção pela flange bipartida.

Por fim, a análise de volume com 21,2 L. Notavelmente, o estudo de volume indicou um grande potencial de otimização, visto que 50,9% do volume interno é composto por ar. Com o protótipo fisicamente montado e validado, o próximo passo é a validação experimental e a análise dos resultados operacionais.

7 RESULTADOS

Este capítulo apresenta os resultados obtidos no projeto do ponto de vista da eletrônica e dos ensaios de bancada. A validação foi dividida em três etapas: primeiramente, foram testados os módulos dos inversores individualmente. Após a validação individual, o inversor trifásico completo foi ensaiado com uma carga Resistiva e Indutiva (RL) e por fim, foi acionado o motor.

Com a topologia e as constantes dinâmicas do motor definidas, foi realizada a simulação do sistema. O objetivo foi compreender as limitações e identificar os pontos críticos do projeto. As simulações foram realizadas em dois *softwares*: o GeckoCIRCUITS, para análises de longa duração (regime permanente), e o Infineon SPICE, para as análises de transientes de comutação. Todas as simulações, planilhas de cálculo e outros arquivos relevantes estão disponíveis no repositório do GitHub, como apresentado no Apêndice deste trabalho.

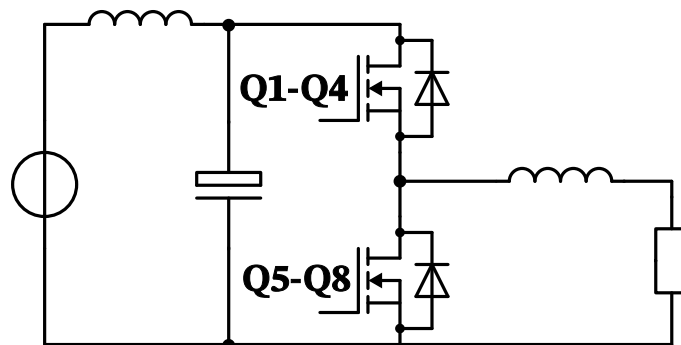
Com a simulação, pôde-se estimar a corrente de alta frequência nos capacitores e, também, as perdas do sistema com maior precisão. Os detalhes de cada simulação são mostrados nas seções de cada ensaio.

Na sequência, foram montados as devidas configurações de bancada para cada ensaio, os quais foram conduzidos cada qual com um objetivo específico, como será abordado a seguir.

7.1 VALIDAÇÃO DOS MÓDULOS

Para validar os módulos do inversor de forma segura e isolada, foi primeiramente conduzido o teste individual de cada um dos três braços. Na topologia utilizada, o barramento capacitivo não é dividido, o que impede o teste como um inversor monofásico em meia ponte. Por isso, decidiu-se conduzir a validação utilizando cada módulo na topologia de um conversor abaixador (*buck*), conforme mostrado no circuito da Figura 40.

Figura 40: Circuito equivalente do teste do módulo (modo *buck*).



O indutor em série com a fonte CC (externo ao IMD) é utilizado para evitar que as ondulações de corrente de alta frequência, ultrapassem o limite da fonte, de modo que as correntes de alta frequência circulem apenas entre o inversor e os capacitores do barramento.

A operação é característica da topologia do *buck* reversível. Quando a chave superior (MOSFETs Q1-Q4) comuta, o indutor de carga é carregado, o qual é posteriormente descarrega durante o tempo morto e no período em que a chave inferior (MOSFETs Q5-Q8) fica ligada. Durante o tempo morto, a corrente da carga passa pelo diodo interno dos MOSFETs inferiores e passa a conduzir pelo canal do MOSFET quando este é acionado.

Em ensaios preliminares, no início do projeto, o conjunto foi ensaiado com 6, 8 kHz, frequência da placa de controle disponível. Observou-se, porém, uma elevação de temperatura acima do suportado pela chave. Assim foi feita a redução para 1, 5 kHz, frequência de comutação utilizada em todos os ensaios.

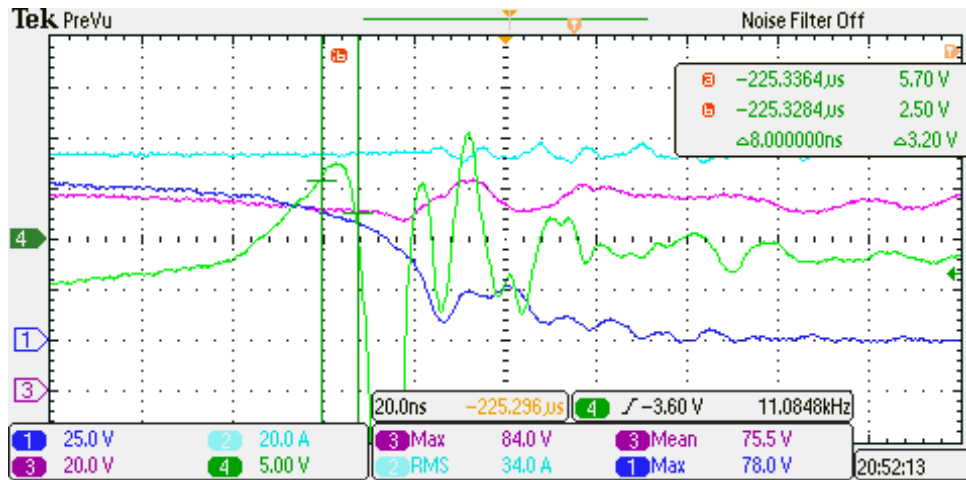
Oscilações de tensão são esperadas quando a chave superior é comutada, pois ao entrar em condução, ela força a corrente que passava pela chave inferior a zero abruptamente. Essa transição (recuperação reversa do diodo) gera picos de tensão e oscilações no gatilho da chave oposta, devido às indutâncias e capacitâncias parasitas. O bloqueio abrupto das correntes pode induzir tensões que podem realimentar o gatilho, acionando a chave indevidamente. Como a tensão de limiar (V_{th}) está entre 3 V e 5 V, um pico de tensão poderia provocar um curto-circuito de braço, tornando necessária a análise dos transientes, principalmente nos instantes de comutação, onde ocorrem os maiores picos de tensão nos gatilhos das chaves.

7.1.1 Alteração do *Gate Driver*

A descoberta crítica ocorreu durante os testes iniciais. O *driver* HCPL-316J utilizado possui um limite de corrente de pico de 2 A. Por isso, para o acionamento dos quatro MOSFETs em paralelo, foi escolhido inicialmente um resistor de $56\ \Omega$ para cada chave, baseado na tensão aplicada e na corrente máxima do CI.

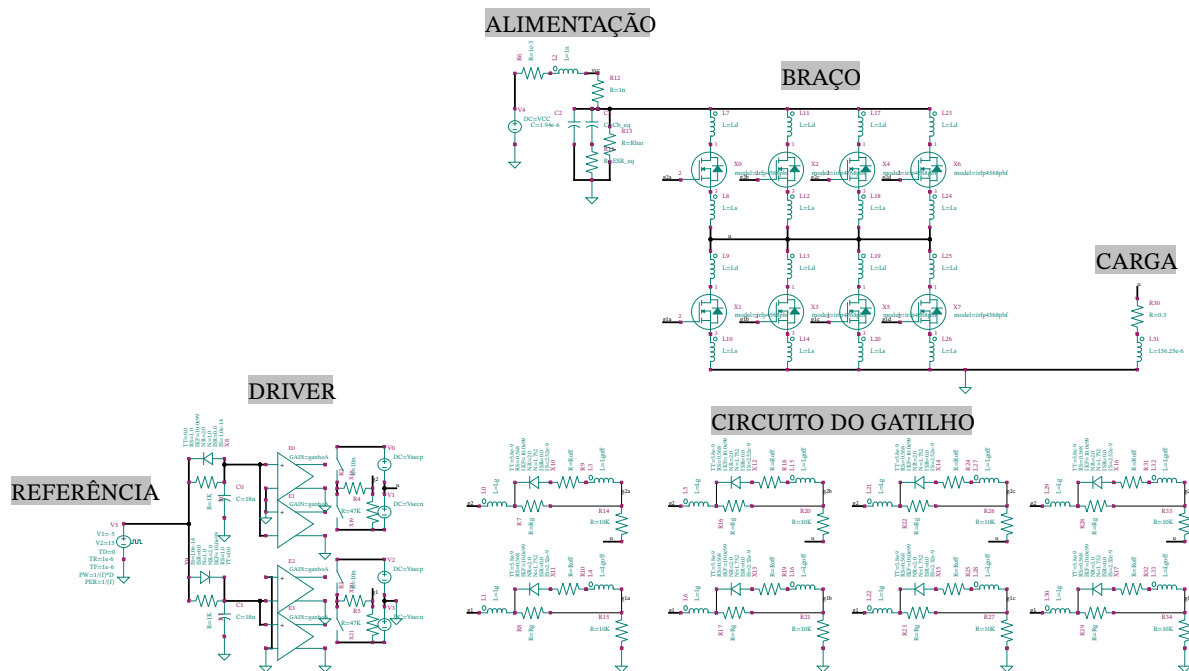
Contudo, os testes práticos revelaram que, durante as comutações da chave superior, oscilações de tensão eram induzidas no gatilho da chave inferior que deveria permanecer desligada, como mostra a Figura 41. Esses picos atingiam mais de 10 V, um valor perigosamente acima da tensão limiar (V_{th}) dos MOSFETs (em torno de 3 V), criando um risco de curto-circuito de braço.

Figura 41: Oscilação no gate com $R_G = 56 \Omega$. Canal 1 (azul escuro): tensão na chave superior; Canal 2 (azul claro): corrente da fonte; canal 3 (roxo): tensão no barramento e canal 4 (verde): tensão no gatilho da chave inferior.



Após a constatação de que havia riscos de danos nos semicondutores, buscou-se reproduzir o fenômeno em simulação. Para isso, foi utilizado o software InfineonSPICE que possui os modelos mais fiéis das chaves utilizadas. A Figura 42 mostra o circuito implementado. Foram adicionadas indutâncias parasitas das trilhas, o modelo real das chaves e um circuito equivalente do driver buscando uma reprodução o mais fiel possível dos efeitos da oscilação no gatilho.

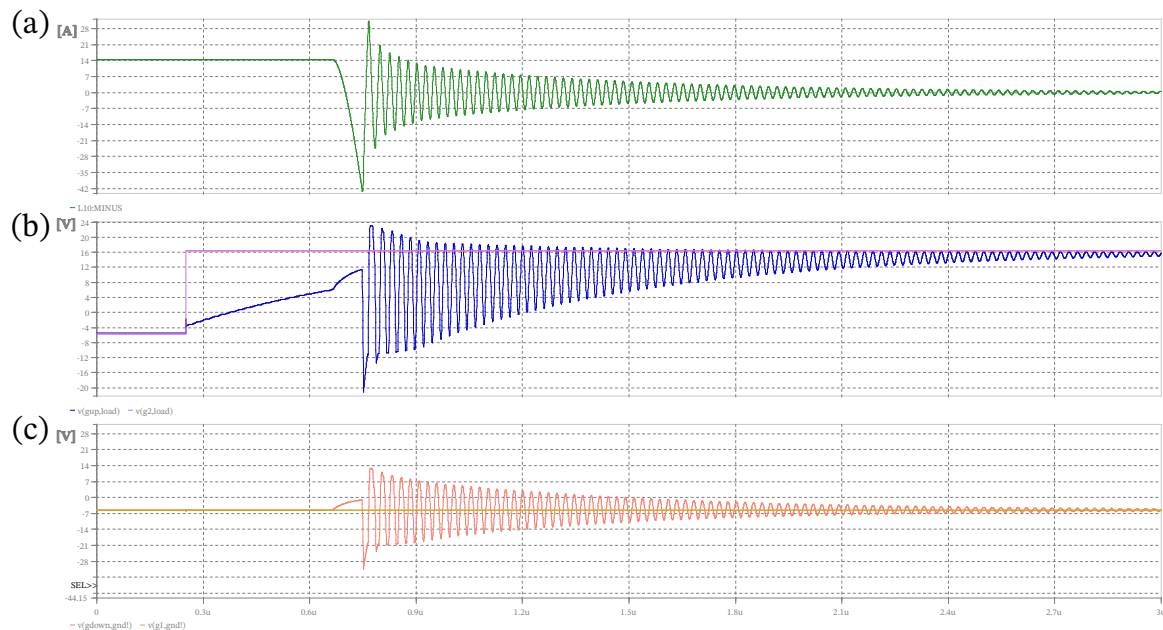
Figura 42: Simulação circuito no Infineon SPICE



Na Figura 43 pode-se observar os sinais simulados. A corrente na chave em [A] (a); tensão [V] no gatilho da chave superior (azul) em comparação ao sinal de comando (rosa)

(b); tensão [V] no gatilho da chave inferior (laranja) em comparação ao sinal de comando (amarelo) (c). Os valores das indutâncias parasitas foram ajustados de forma a reproduzir a oscilação observada na prática, encontrando o valor de 5 nH. Observando a resposta obtida tem-se que entre o comando da chave e a oscilação se passam cerca de 400 ns e o pico da tensão na chave bloqueada é de 12,7 V. Observa-se ainda que a oscilação apresenta um período de 30 ns se mantém até 3 μ s.

Figura 43: Simulação do transitório. Corrente na Chave (a); tensão no gatilho da chave superior em comparação ao sinal de comando (b); tensão no gatilho da chave inferior em comparação ao sinal de comando (c)

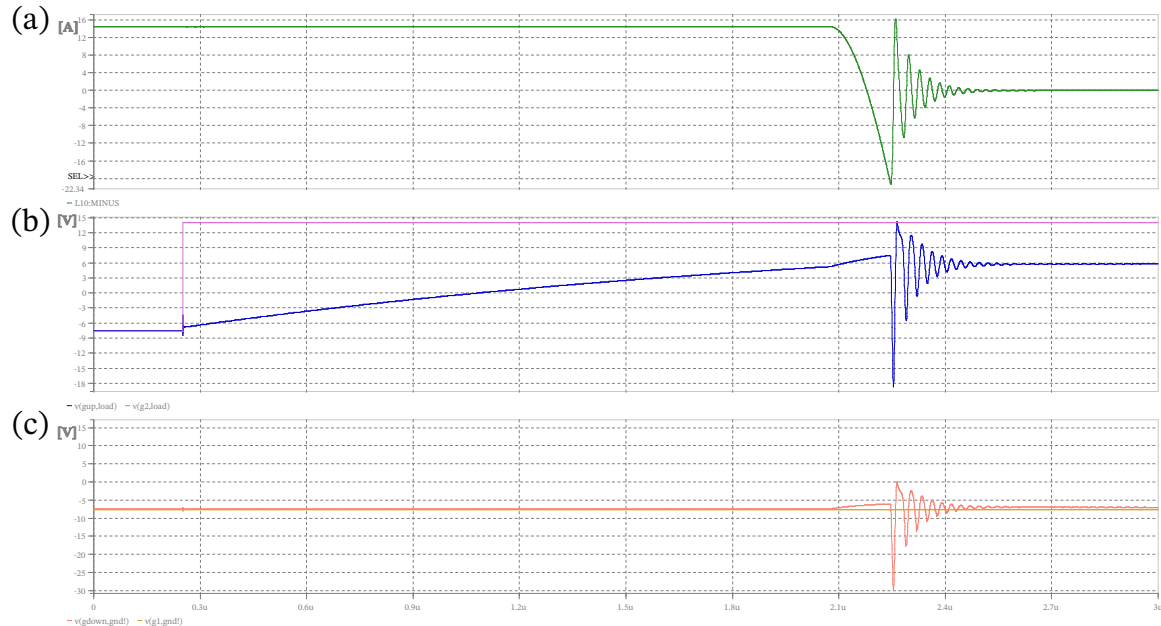


Com a finalidade de se reduzir as oscilações, os resistores de gatilho foram alterados para criar um acionamento assimétrico: um resistor de 200 Ω para o acionamento (*turn-on*) e um resistor de 33 Ω para o bloqueio (*turn-off*) (obtido com um diodo em série ao resistor de menor valor). Esta alteração visa retardar a entrada em condução (reduzindo o dv/dt e di/dt , que causam as oscilações) e, ao mesmo tempo, garantir um bloqueio mais rápido.

Outra alteração realizada foi nas tensões de alimentação do *driver*, que foram ajustadas de +16,4 V/−5,6 V para +14 V/−7,6 V, aumentando a margem de segurança no bloqueio (diminuindo a tensão de bloqueio).

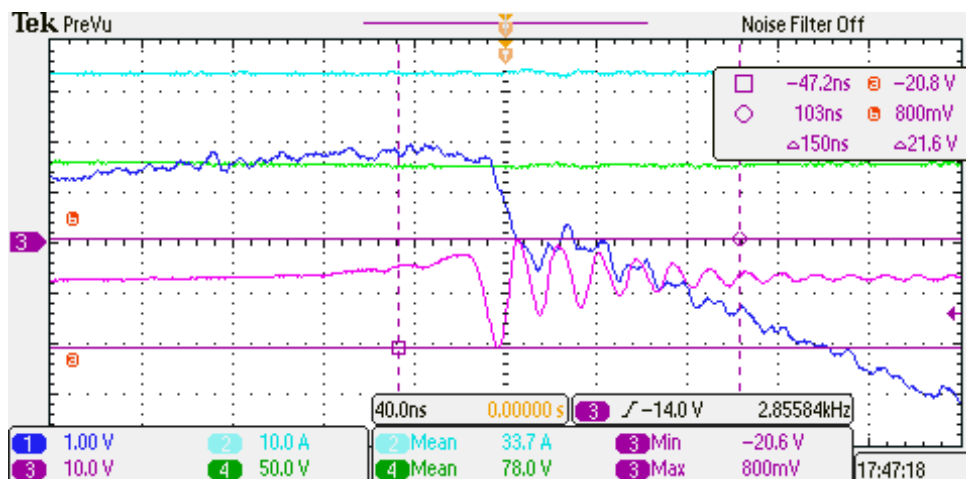
A Figura 44 mostra o resultado obtido na simulação. Novamente a corrente na chave em [A] (a); tensão [V] no gatilho da chave superior (azul) em comparação ao sinal de comando (rosa) (b); tensão [V] no gatilho da chave inferior (laranja) em comparação ao sinal de comando (amarelo) (c). O acionamento das chaves passa de 400 ns para 2 μ s até a oscilação. Com menor amplitude da oscilação e acomodação mais rápida. A tensão de pico, agora de 70 mV, está abaixo do limiar de 3 V para a condução da chave.

Figura 44: Simulação do transitório com o driver alterado. Corrente na Chave (a); tensão no gatilho da chave superior em comparação ao sinal de comando (b); tensão no gatilho da chave inferior em comparação ao sinal de comando (c)



A Figura 45 comprova a eficácia da alteração em um ensaio experimental. Para a mesma condição de corrente de saída, a tensão máxima induzida no gatilho (sinal rosa) foi drasticamente reduzida, de quase 11 V para cerca de 0,8 V, ficando abaixo da tensão limiar e eliminando o risco de curto de braço. A tensão negativa de $-20,8$ V está dentro dos limites da chave que suporta até 30 V. Todas as simulações e testes subsequentes utilizaram esta configuração de *driver*.

Figura 45: Oscilação no gate com R_G assimétrico ($200 \Omega / 33 \Omega$). Canal 1 (azul escuro): V_{desat} ; canal 2 (azul claro): corrente da fonte; canal 3 (roxo): tensão no gatilho da chave inferior e canal 4 (verde): tensão no barramento.



7.1.1.1 Conclusões da Alteração do Gate Driver

Com análises mais criteriosas, observou-se que o efeito das oscilações apresentadas tem relação com o *layout* desenvolvido, como pode ser visto na Figura 15. Uma vez que procurou-se obter simetria no acionamento do gatilho, porém na referência do sinal de acionamento não foi replicada a mesma simetria, sendo que os caminhos estão assimétricos e o sinal de comando compartilha a trilha com a potência.

O fato da placa de MCPCB ter apenas uma camada dificulta um *layout* mais elaborado no que tange a conexão do referencial do gate, o qual não pode ser conectado em apenas um ponto. Uma melhoria do projeto da placa deveria criar uma estrutura que “imite” o efeito do pino kelvin, conectando o sinal de referencia direto ao pino source de cada chave, com uma trilha separada e não num ponto comum onde existe corrente com altas derivadas circulando. Uma possibilidade é uma placa adicional, apenas para distribuir os sinais de gatilho e referências. Isso também deixaria as trilhas de gate mais distantes das trilhas de potência, com menos acoplamento de ruído.

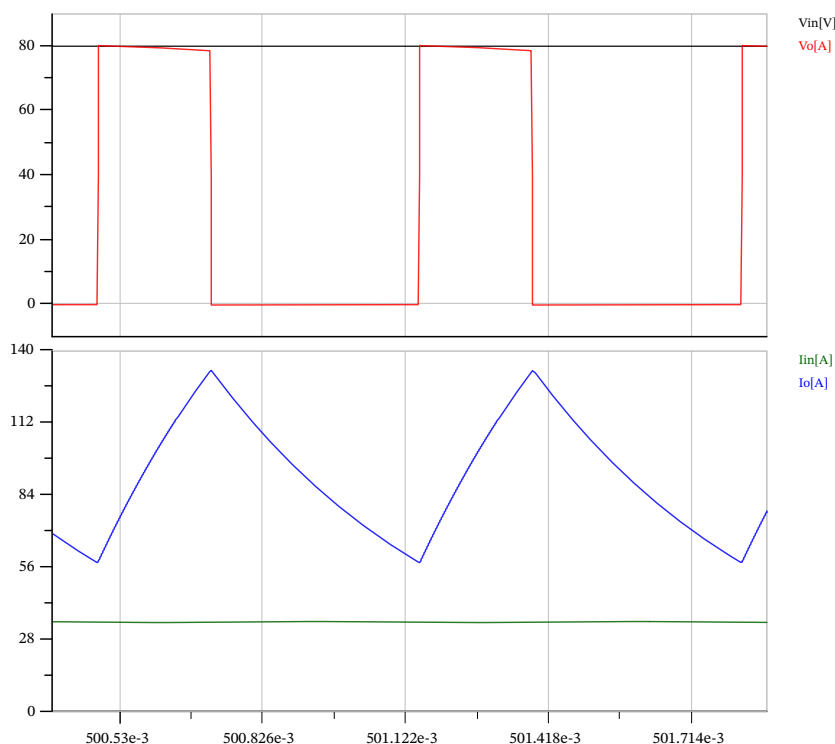
O *driver* utilizado, o HCPL-316J, possui baixa imunidade à transições de modo comum. Além disso, esse CI consegue suprir uma corrente de pico de apenas 2,5 A, insuficiente para um único transistor caso o resistor de gatilho de menor valor fosse usado. Resistores menores no gatilho garantem um menor ruído no sistema. Outros *drivers* como o SI8286, compatível pino a pino, deve ser considerado em futuras versões. O SI8286 oferece até 4 A, ainda insuficiente. O ideal seria utilizar um *buffer* com transistor, fornecendo uma maior corrente e permitindo a redução do resistor de gatilho.

Outro aspecto que poderia melhorar os ruídos do sistema seriam os capacitores de desacoplamento na placa do inversor. Em versões futuras, o projeto da placa deve ser repensado para comportar mais capacitores de baixa indutância parasita, totalizando pelo menos 10 μF .

7.1.2 Simulação do ensaio dos módulos

Foram realizadas simulações para a validação individual dos módulos. A Figura 46 mostra o circuito das simulações realizadas. Estas foram realizadas nas seguintes condições: barramento de 80 V, frequência de chaveamento de 1,5 kHz, razão cíclica de 0,35, indutância de carga de 156,25 μH , e resistência de carga de 300 m Ω . Observa-se que a fonte utilizada é controlada em tensão porém limitada em corrente. Foram considerados na simulação a indutância em série com a fonte de 312,5 μH e as resistências e capacitâncias equivalentes do barramento.

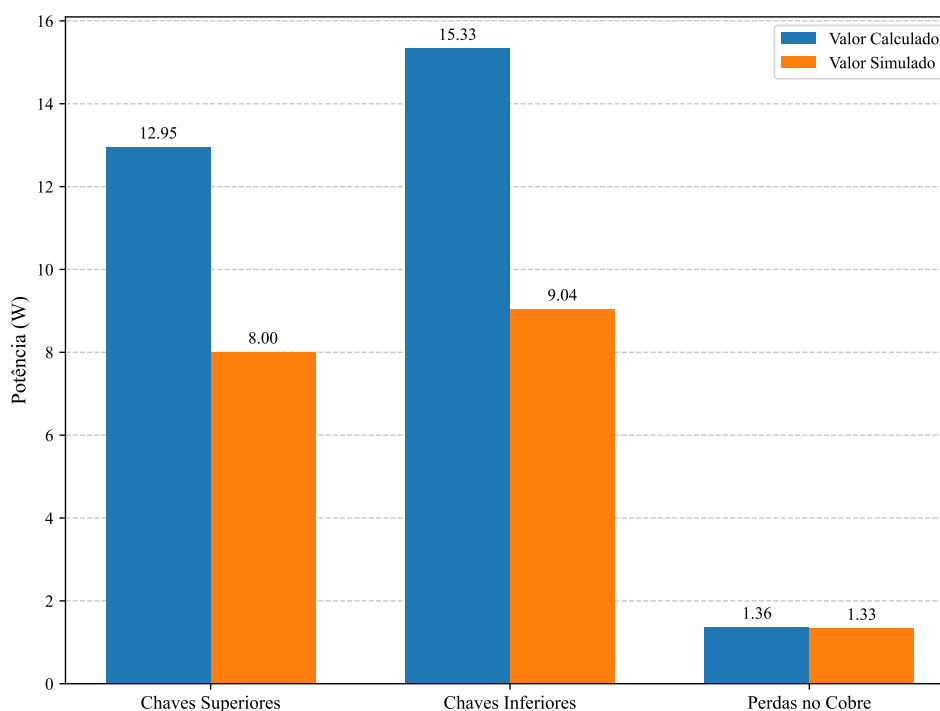
A Figura 47 mostra o resultado da alimentação do circuito com a tensões (preto) e corrente (verde) e para a carga as formas de onda da tensão (vermelho) e corrente (azul).
 Figura 47: Resultados da simulação dos módulos: Tensão de alimentação V_{in} (preto); tensão na carga V_o (vermelho); corrente da fonte I_{in} (Verde); corrente na carga I_o (Azul).



Obteve-se uma corrente de entrada de 34,74 A, resultando em uma potência ativa de entrada de 2778,83 W. A corrente média de saída foi de 92,88 A, variando entre 57,63 A e 132,73 A, com uma tensão média de 27,86 V na saída. Observou-se também uma corrente RMS nos capacitores do barramento de 1,8 A por capacitor. Este valor está no limite da corrente máxima admitida pelo componente; por isso, esta foi a maior corrente testada nesta configuração.

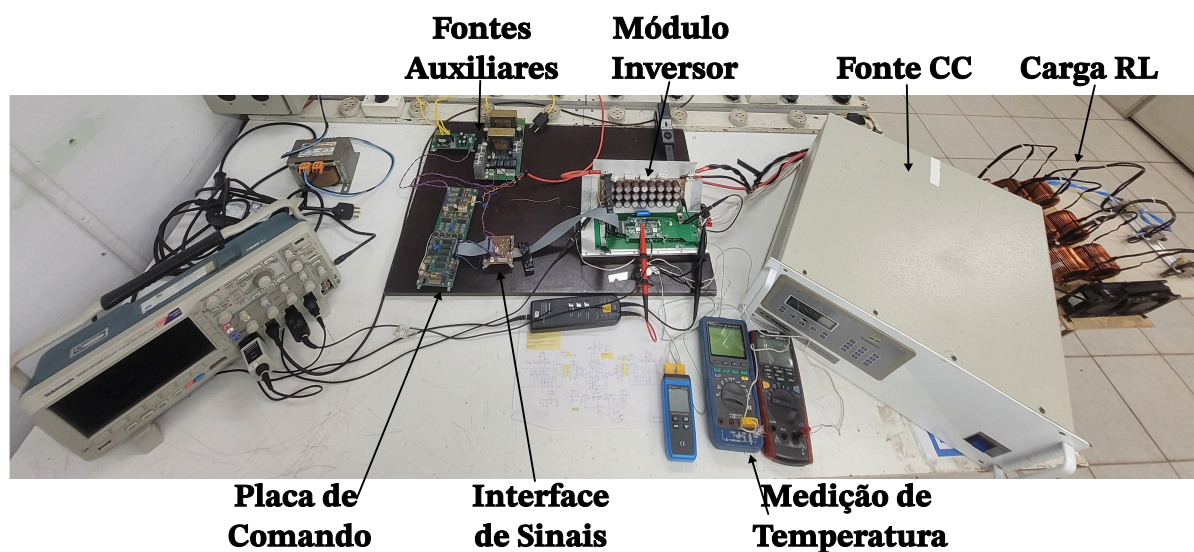
Considerando as novas condições, foram refeitos os cálculos de perdas teóricas indicados no Capítulo 04. Assim, realizou-se uma comparação entre os resultados obtidos de perdas na simulação e o calculado como mostra a Figura 48. Considerando que foi utilizado um ciclo de trabalho de 0,35, as chaves superiores e inferiores possuem perdas diferentes. Foi calculado uma perda de 12,90 W para todas as chaves superiores e 15,33 W para todas as inferiores. No cobre foi calculada a resistência da trilha e com isso obteve-se uma perda de 1,36 W por efeito joule, totalizando 29,64 W. Para a simulação obteve-se 8,00 W para as chaves de cima e 9,04 W para as chaves de baixo, com 1,33 W de perdas por efeito joule. Totalizando 18,37 W. Com estes dados em mãos, prosseguiu-se para os ensaios em bancada.

Figura 48: Comparação das perdas.



7.1.3 Ensaio prático dos módulos

A Figura 49 mostra o *setup* dos ensaios em modo *buck* (corrente contínua) dos módulos. Foi utilizada uma placa de comando para enviar uma modulação com razão cíclica constante. Para conexão ao *driver* foi feita uma placa de interface de sinais temporária.

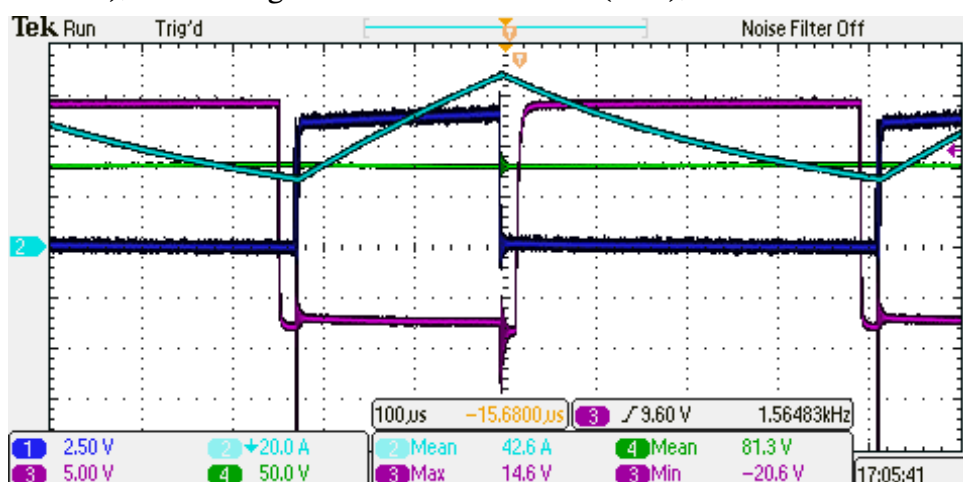
Figura 49: *Setup* dos testes para validação dos módulos.

Foi necessária uma fonte auxiliar para alimentação dos 12 V e uma segunda fonte fornecendo 5 V. Na versão trifásica final, a própria placa de interface gera os 5 V para os *drivers* a partir dos 12 V.

Utilizou-se nesta versão uma placa anterior dos capacitores de barramento que possuía 27 capacitores em paralelo. Observou-se, nos testes e simulações, que a corrente RMS circulando nos capacitores no teste em modo abaixador é maior do que no teste em corrente alternada (trifásico), mesmo que a corrente eficaz na carga seja maior no caso trifásico. Por isso, concluiu-se que 21 capacitores seriam suficientes, e estes foram utilizados na versão final da placa.

O ensaio foi realizado nas mesmas condições da simulação para os três módulos. A Figura 50 mostra as formas de onda obtidas no osciloscópio. Destacam-se: V_{desat} do interruptor superior (azul escuro, monitoramento de falha do HCPL-316J, que atua com 7 V); Metade da corrente na carga (azul claro); Tensão de Gatilho da chave inferior (rosa); Tensão no barramento (verde). Foi medida apenas metade da corrente de carga, pois foram utilizados dois cabos de 10 mm² em paralelo, adequados ao nível da corrente de saída, mas a ponta de prova de corrente foi acoplada em apenas um deles.

Figura 50: Forma de onda dos testes dos módulos: V_{desat} (azul escuro); metade da corrente na carga (azul claro); tensão de gatilho da chave inferior (rosa); Tensão no barramento (verde)



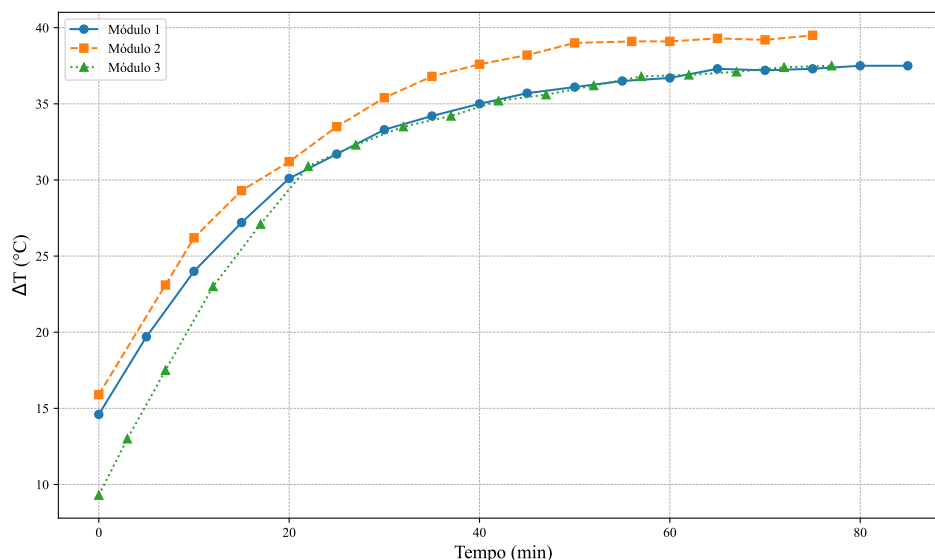
Observa-se que, à medida em que a corrente aumenta (rampa ascendente no sinal azul claro), a variação em V_{desat} é perceptível, indicando que a tensão de condução ($V_{\text{ds(on)}}$) sobre as chaves está aumentando, como esperado.

A tensão de gatilho da chave inferior (rosa) sofre oscilações quando a chave superior entra e sai de condução. No entanto, as oscilações são maiores quando a chave superior *entra* em condução (borda de subida do sinal azul), como já discutido anteriormente.

Com os testes dos módulos, foi possível realizar a validação térmica. A Figura 51 mostra a variação de temperatura nos testes realizados. As medições foram coletadas com termopares fixados com pasta térmica no encapsulamento de uma das chaves superiores do barramento, que possuem menor área de cobre para dissipação e condução. Observa-se que, para os três módulos, a variação de temperatura estabilizou em cerca de 40 °C. Isso

representa uma baixa elevação de temperatura para o sistema, considerando a ausência de ventilação forçada, e os módulos foram considerados validados.

Figura 51: Elevação de temperatura no teste dos módulos.



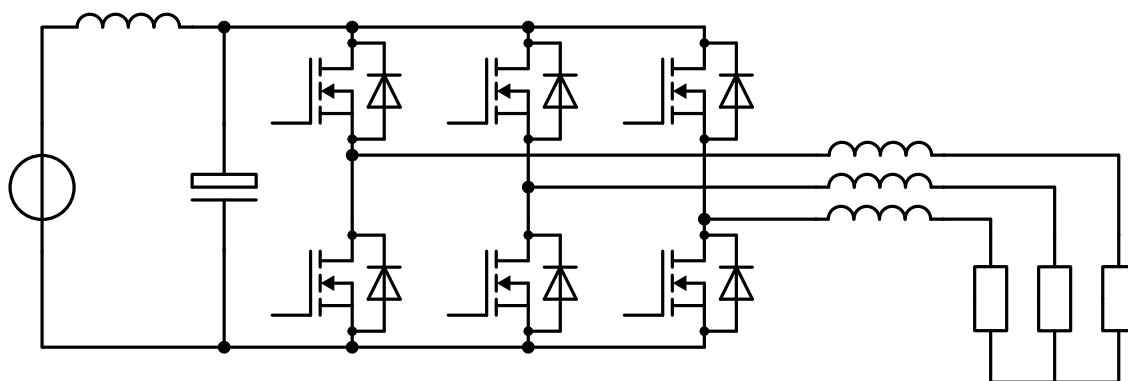
Observa-se nesse gráfico que a variação de temperatura já inicia em um valor diferente de zero. Isso ocorre pois neste gráfico é apresentada apenas a dinâmica quando todo o barramento (80 V) estava aplicado ao sistema, sendo que no início do teste a tensão do barramento foi lentamente elevada, com ele em operação, monitorando as formas de tensão e corrente, garantindo que o sistema não estaria com defeitos.

Observa-se ainda na Figura 51 que, a curva da temperatura do segundo módulo está divergindo dos outros. Isso ocorreu devido a um erro de montagem que deixou uma das chaves um pouco levantada da placa de MCPCB, gerando um ponto de calor maior em relação aos outros. Contudo, visto que a temperatura do módulo excedeu a dos outros conjuntos em poucos graus no final do ensaio, ele foi considerado validado.

7.2 ENSAIO TRIFÁSICO

Com os módulos validados individualmente, seguiu-se para a validação do sistema trifásico completo. A Figura 52 mostra o circuito implementado para este ensaio.

Figura 52: Circuito equivalente do teste trifásico.



Observa-se que ainda é mantido o indutor em série com a fonte de alimentação do sistema, limitando a circulação de correntes de alta frequência pela fonte. A cada braço do inversor foi ligada uma carga composta por um indutor e um resistor. As três cargas foram conectadas em estrela, formando um neutro virtual. Para o acionamento desta carga, foi utilizado uma modulação do tipo SPWM (Modulação por Largura de Pulso Senoidal).

7.2.1 Simulações do sistema trifásico com carga RL

Com condições similares à validação dos módulos, foi realizada a simulação do inversor trifásico. Para este teste, utilizou-se a condição de barramento de 80 V, indutância da alimentação de $500 \mu\text{H}$, frequência de chaveamento de 1,5 kHz, frequência fundamental de 150 Hz, índice de modulação de 1, indutância de carga de $312,5 \mu\text{H}$ e resistência de carga de $750 \text{ m}\Omega$. A Figura 53 mostra o circuito implementado na simulação.

A Figura 54 mostra o resultado das tensões e correntes de fase na carga. Nas 3 fases, obteve-se uma corrente eficaz de 31,3 A e uma tensão eficaz de 30,5 V. Observa-se que a corrente, além da componente fundamental, apresenta um *ripple* (ondulação) significativa. Isso ocorre devido à baixa frequência de chaveamento (1,5 kHz) adotada no projeto (Capítulo 4) para minimizar as perdas de comutação. Caso esta frequência fosse aumentada, a pulsação na corrente diminuiria, porém as perdas de chaveamento aumentariam consideravelmente. Por isso, decidiu-se manter a operação frequência fundamental (150 Hz) uma década menor que a frequência de chaveamento (1,5 kHz).

Devido ao *software* utilizado para a estimativa de perdas dos MOSFETS, não foi possível separar as perdas de condução e comutação via simulação, como foi feito nos cálculos.

Figura 53: Circuito Simulação do teste com carga RL implementado no GeckoCIRCUITS.

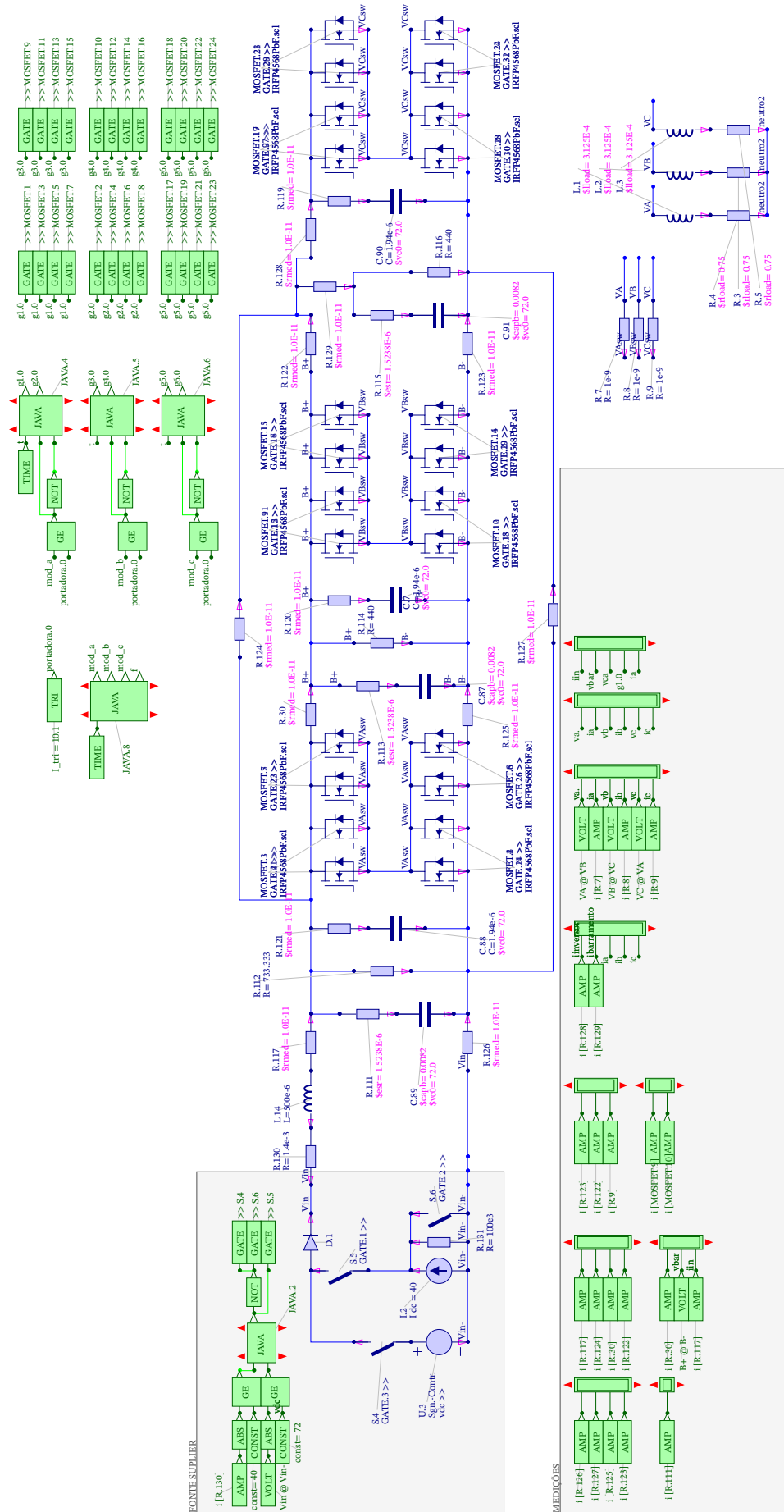
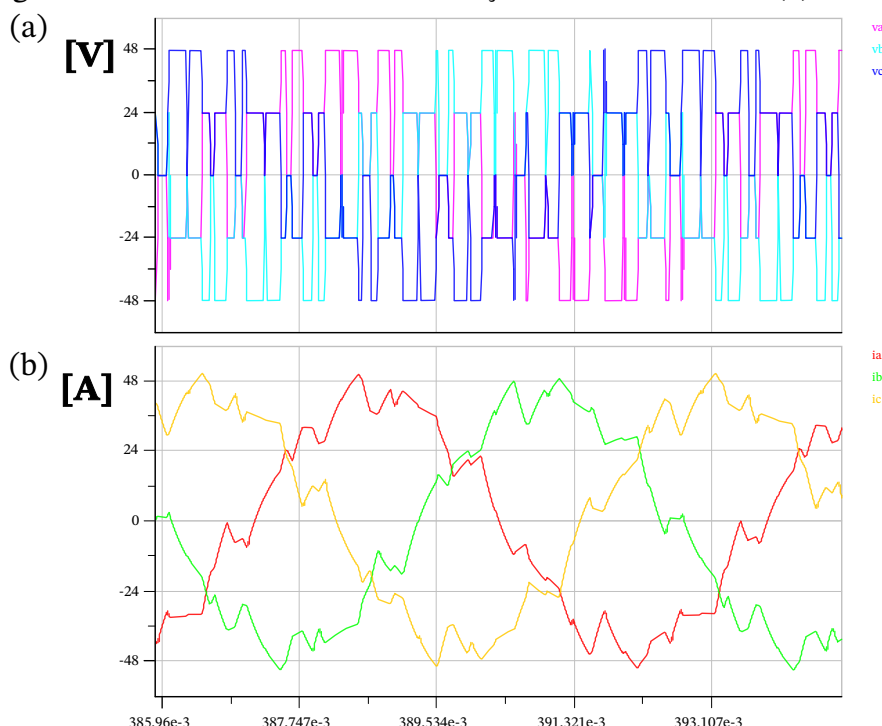


Figura 54: Formas de onda da simulação trifásica. Tensões (a) e Correntes (b).



Para o sistema, a modulação utilizada é de dois níveis por braço (SPWM), o que é refletido em três níveis de tensão na linha. Porém, como mostrado nas tensões da Figura 54, entre a fase e o neutro virtual, o sistema observa 5 níveis de tensão.

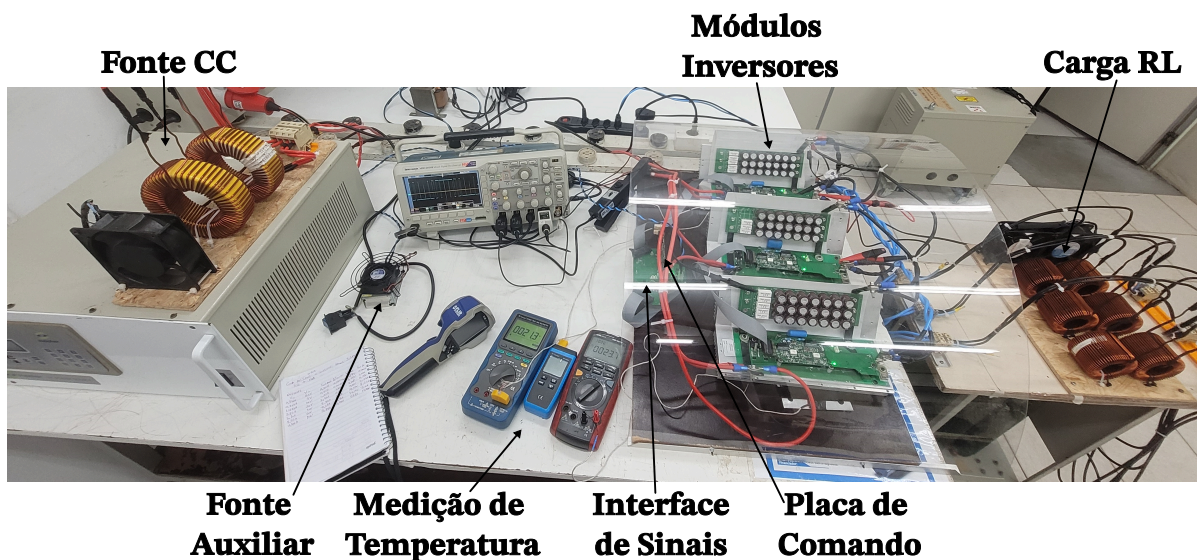
Com as simulações validadas, seguiu-se para os ensaios práticos.

7.2.2 Ensaio trifásico com carga RL

Um dos objetivos principais de se realizar um teste com uma carga RL antes dos testes com o motor foi validar o funcionamento completo do inversor (*Hardware e Software*), incluindo a placa de controle e o SPWM, em um ambiente controlado. O motor possui dinâmicas mecânicas e uma força contra-eletromotriz que aumentam a complexidade do sistema. Preferiu-se, portanto, o uso de uma planta de menor complexidade para esta etapa de validação.

A Figura 55 mostra o *setup* dos testes para o modo trifásico. Nesta montagem, já é possível observar a presença de todas as placas apresentadas no projeto elétrico do inversor. A placa de interface já está presente, fazendo a interconexão entre a placa de controle e os *drivers* do sistema. Nesta montagem, todas as placas estão em suas versões finais. Foi ainda realizado o monitoramento das temperaturas em um módulo com a utilização de termopares e no sistema como um todo com o uso de câmera térmica.

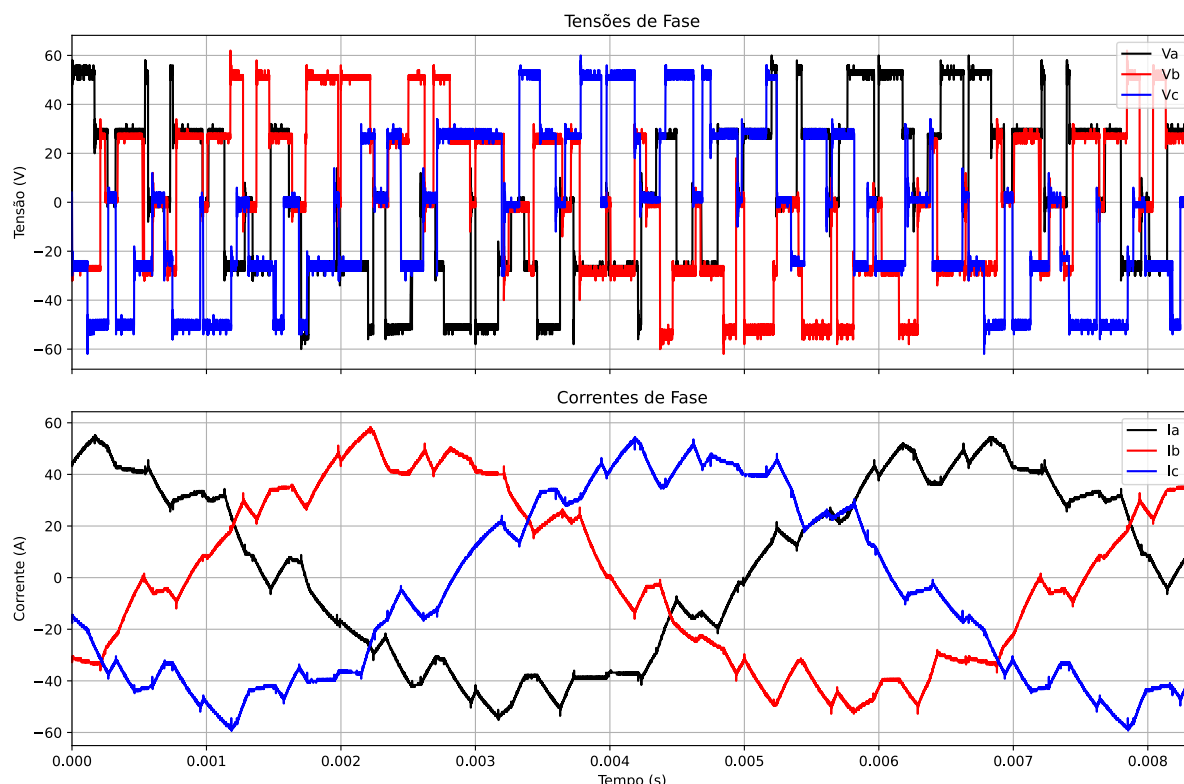
Figura 55: *Setup* dos testes trifásicos com carga RL.



Neste *setup* foi utilizada a placa de controle com o microcontrolador TMSTMS320F280037C, cujo código utilizado, reescrito em pseudocódigo pode ser visto nos apêndices deste trabalho. O Código completo utilizado nos testes é disponibilizado no repositório, também apresentando no apêndice.

Conforme as condições já apresentadas na simulação, foram realizados os testes trifásicos com carga RL. A Figura 56 mostra os resultados dos ensaios. Obtiveram-se tensões eficazes de 32,8 V, 32,9 V e 32,3 V e correntes de 33,4 A, 33,7 A e 33,8 A. Estes valores são muito próximos dos 30,5 V e 31,3 A esperados na simulação, validando a operação do inversor.

Figura 56: Resultados do ensaio trifásico com carga RL. Tensões e correntes de fase.



Com a correspondência entre a simulação e o ensaio prático, passou-se ao teste e validação do acionamento V/F. Com a carga RL foi possível conduzir diversos testes em que o código de controle foi validado e o perfil de tensão e corrente característico do V/F foi desenvolvido. Foi criado o código com o perfil da Figura 10, com uma razão de modulação indo de 0 a 100% e a frequência fundamental de 0 a 150 Hz.

7.3 ACIONAMENTO DO MOTOR

Antes de realizar o acionamento com o inversor desenvolvido, o motor foi acionado com o acionamento comercial CVW 250, adquirido pela equipe E-Force. Este passo foi utilizado para estabelecer uma linha de base do comportamento do motor. Com ele, foi possível levar o motor até a sua condição nominal. A Tabela 3 mostra os valores de corrente e tensão eficazes encontrados para cada velocidade ensaiada do motor a vazio.

Estes testes foram feitos com uma tensão de barramento de 72 V, que é a tensão nominal da bateria que alimentará o sistema. Porém, os testes iniciais para validação do conjunto e validação do inversor foram conduzidos com uma tensão de barramento de 80 V, isso para considerar uma tolerância acima da nominal que ocorre em baterias plenamente carregadas.

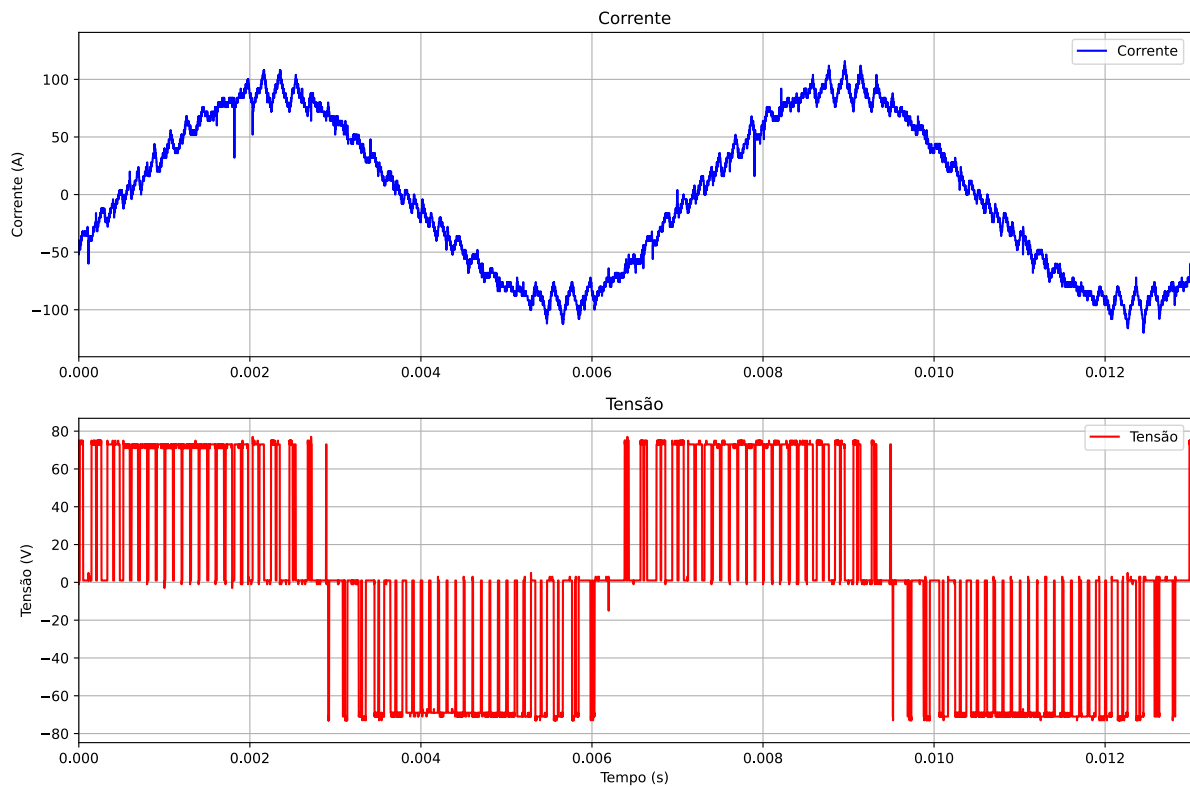
Tabela 3: Resultados do Teste do Motor a Vazio com Inversor Comercial

Rotação (RPM)	Tensão (V)	Corrente (A)
4500	54,3	65,2
4000	53,0	79,0
3000	46,6	80,4
2000	37,3	77,7
1000	26,2	72,6
500	18,5	68,2
250	13,1	59,6
125	13,1	59,7

Observa-se que, antes da frequência nominal (4420 RPM), a corrente de carga aumenta até 80,4 A em 3000 RPM e depois cai para 65,2 A em 4500 RPM. Isso ocorre, muito provavelmente, devido a estas regiões de operação possuírem ressonâncias mecânicas ou elétricas do motor. Na tensão, observa-se que existe uma tensão mínima (boost) para baixas frequências e, a partir de 500 RPM, a tensão cresce linearmente com a frequência.

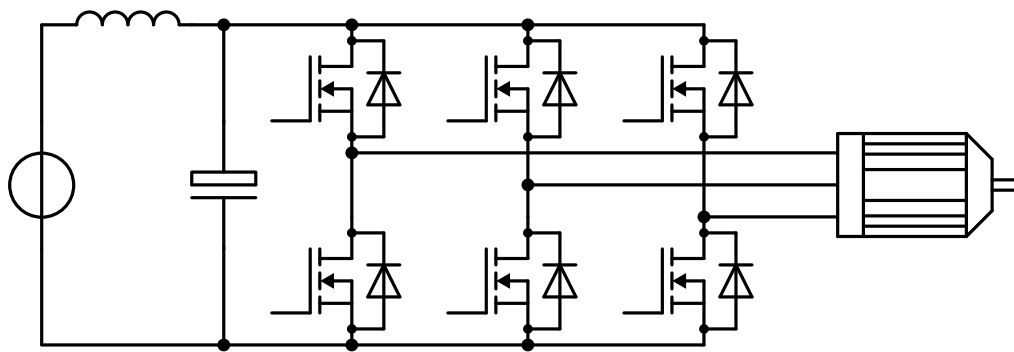
A Figura 57 mostra a forma de onda da tensão de linha aplicada e a corrente de uma fase a 4500 RPM. Observa-se que a frequência de chaveamento do inversor comercial é de 10 kHz, resultando assim em um *ripple* de corrente muito menor do que o esperado no protótipo, que opera com 1,5 kHz.

Figura 57: Ensaio com inversor comercial em 4500 RPM. Corrente de uma fase e tensão de linha.



Na sequência, foram realizados os testes com o motor. A configuração do sistema, tanto dos componentes no circuito como do posicionamento no *setup*, é idêntica aos testes com carga RL, apenas com a troca da carga RL pelo motor do projeto. A Figura 58 mostra o circuito equivalente do sistema com o motor.

Figura 58: Circuito equivalente do teste do motor.



7.4 SIMULAÇÃO

Para a simulação do acionamento do motor um circuito similar ao acionamento com a carga RL foi utilizado. Porém agora substituindo a carga pelo motor, os parâmetros

utilizados são os parâmetros dinâmicos do motor apresentados na Tabela 2. O circuito implementado na simulação pode ser visto na Figura 59.

Foram realizadas simulações do acionamento com uma rampa V/F. Porém, observou-se que a mesma rampa não poderia ser utilizada para a frenagem.

Ao frear o motor regenerativamente (reduzindo a frequência de referência), a energia rotacional é devolvida ao inversor, elevando a tensão no barramento (que não possui frenagem regenerativa). A Figura 60, mostra duas simulações realizadas, nos gráficos são apresentados a razão de modulação da fase A (vermelho), a velocidade mecânica (azul), a tensão do barramento (verde) e a corrente da fase A (roxo).

A Figura 60 (a) mostra o efeito de uma frenagem com uma rampa decrescente em tensão e frequência, observa-se que a velocidade do motor segue a referência, porém a energia cinética do motor realimenta o barramento levando a níveis acima de 100 V, ultrapassando o nível seguro para este protótipo. Isto ocorre no sistema implementado que possui limitações de corrente na fonte de alimentação. Em um sistema com bateria, a bateria absorve a energia devolvida para o barramento impossibilitando que ele tenha uma sobretensão neste nível.

Uma alternativa, mostrada na Figura 60 (b), é a desconexão do inversor durante a operação. Isso gera um pico de tensão no barramento muito menor porém uma corrente de saída considerável que provocaria a detecção de curto circuito do driver.

Para evitar este problema, a estratégia de “desligamento” implementada foi a aplicação uma rampa decrescente apenas na amplitude da tensão, mantendo a frequência fundamental constante. Desta forma, o fluxo magnético da máquina é reduzido a zero de forma controlada, e a corrente decresce linearmente, como visto no gráfico da Figura 61.

Na prática, o fluxo gerado pelas correntes gira na velocidade elétrica nominal, mas sua intensidade diminui com a tensão. Como não há desalinhamento abrupto entre o fluxo do rotor e do estator, a frenagem é suave. Quando o fluxo é zerado, a máquina ainda está em movimento (girando livre), porém, sem fluxo magnético, não há geração de torque ou oscilações de corrente.

Figura 59: Circuito de simulação do acionamento do motor implementado no GeckoCIR-CUITS.

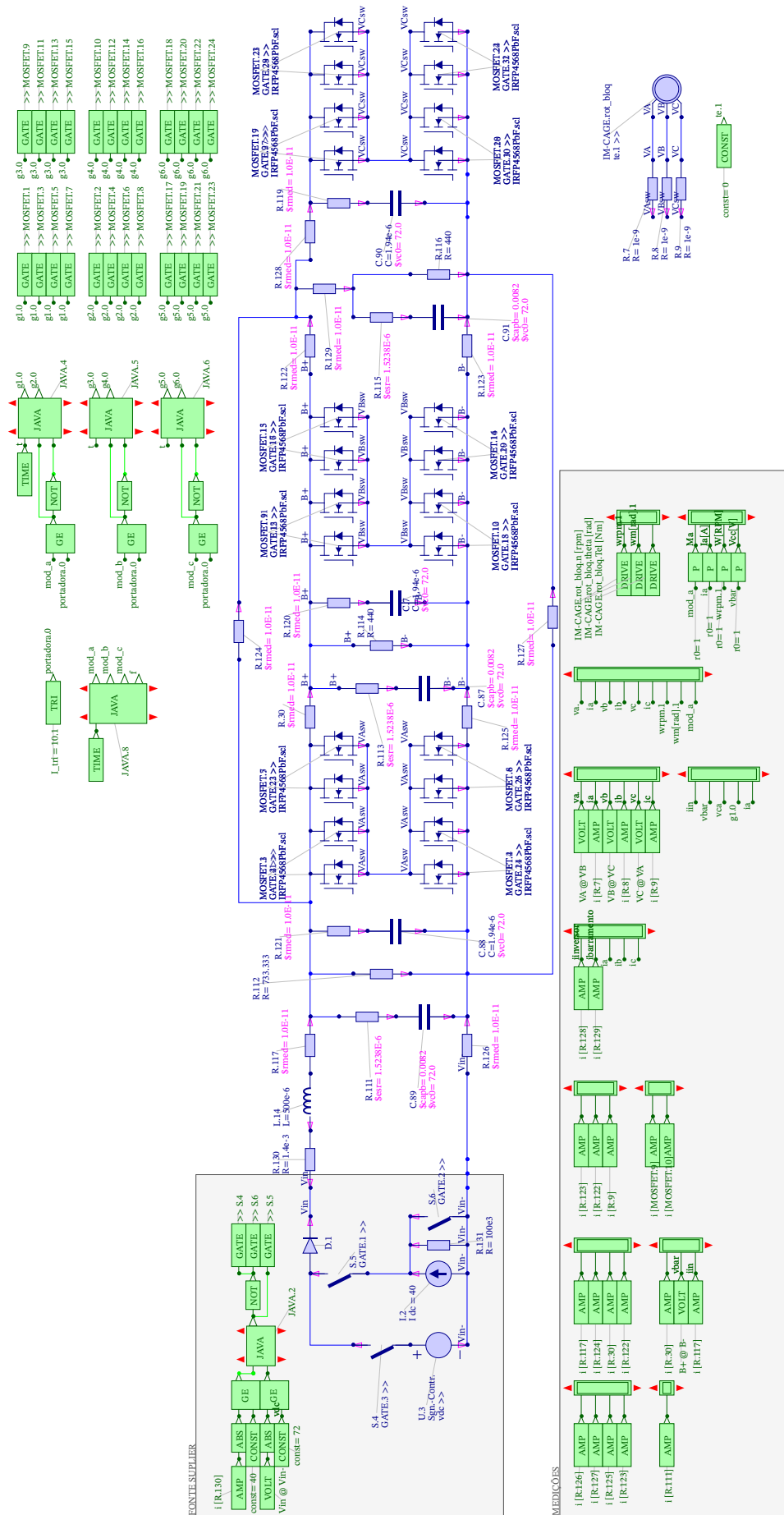


Figura 60: Resultados das simulações com Rampa V/F decrescente (a) e Desconexão (b). Razão de modulação da fase A (vermelho); velocidade mecânica [RPM] (azul); tensão do barramento [V] (verde); corrente da fase A [A] (roxo).

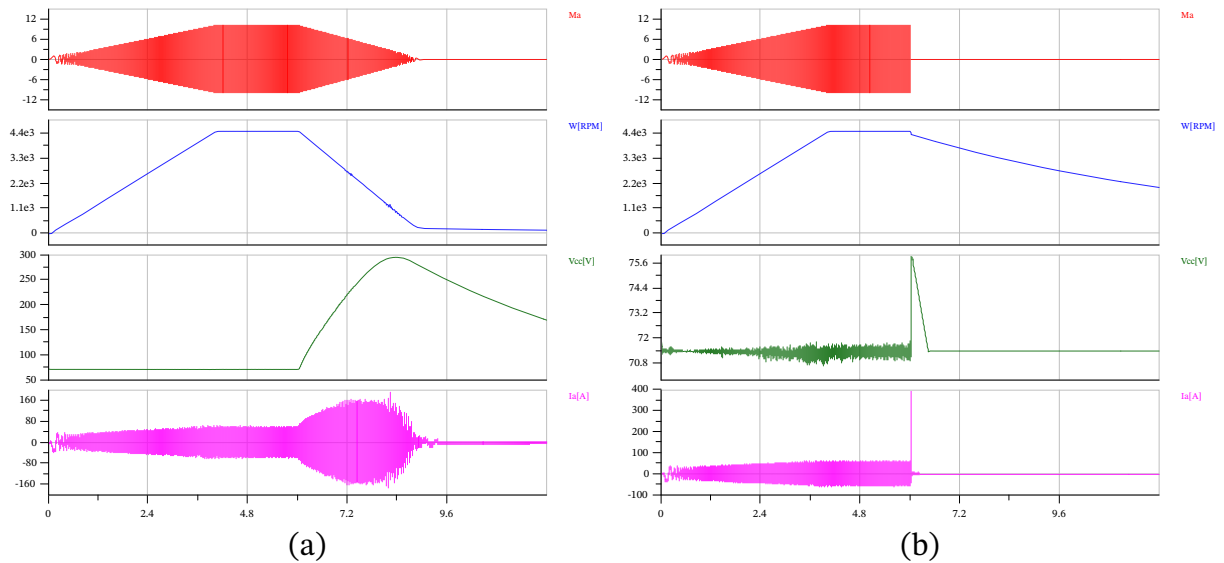
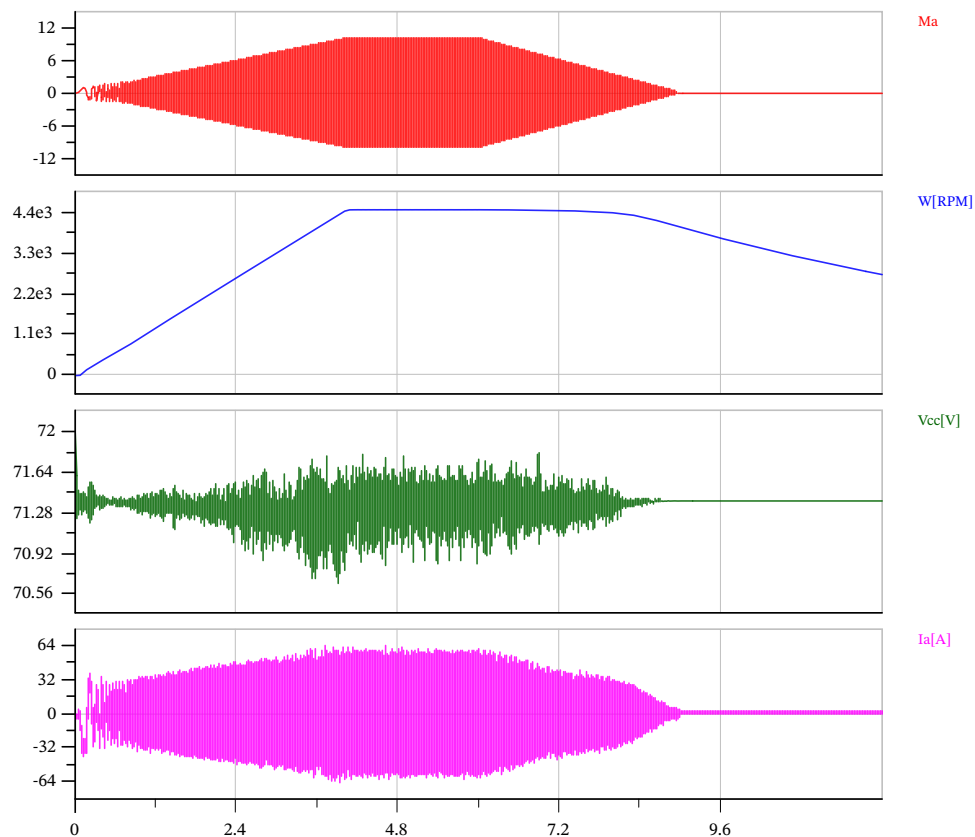


Figura 61: Acionamento completo do motor com rampa decrescente de tensão. Tensão da onda modulante da fase A (vermelho); velocidade mecânica [RPM] (azul); tensão do barramento [V] (verde); corrente da fase A [A] (roxo).



Com os resultados de simulação seguiu-se para os ensaios práticos.

7.5 ENSAIO PRÁTICO

O motor foi conectado conforme mostrado na Figura 58. O estágio de compensação em baixa frequência foi ajustado para operar em até 20 % da frequência nominal, ou seja, de 0 a 30 Hz, com a razão de modulação aplicada variando de 10 % a 20 % nesta faixa, a mesma condição foi utilizada nas simulações.

A Figura 62 mostra os resultados obtidos. A tensão de linha V_{ab} , a velocidade mecânica medida em relação à velocidade de referência, a tensão do barramento e a corrente na fase C do motor.

Todas estas medições foram realizadas com ponteiras de corrente, tensão e diferencial de tensão. Não foram utilizadas as medições de corrente e posição nativas do *hardware* da integração via placa de controle, uma vez que, para a medição da corrente deveriam ser feitas adaptações no circuito de condicionamento da placa de controle. Para a medição do *encoder* deve ser implementado o *software* adequado para a leitura. Ambas as leituras estão disponíveis para um futuro usuário, porém não foram desenvolvidas a fundo neste projeto.

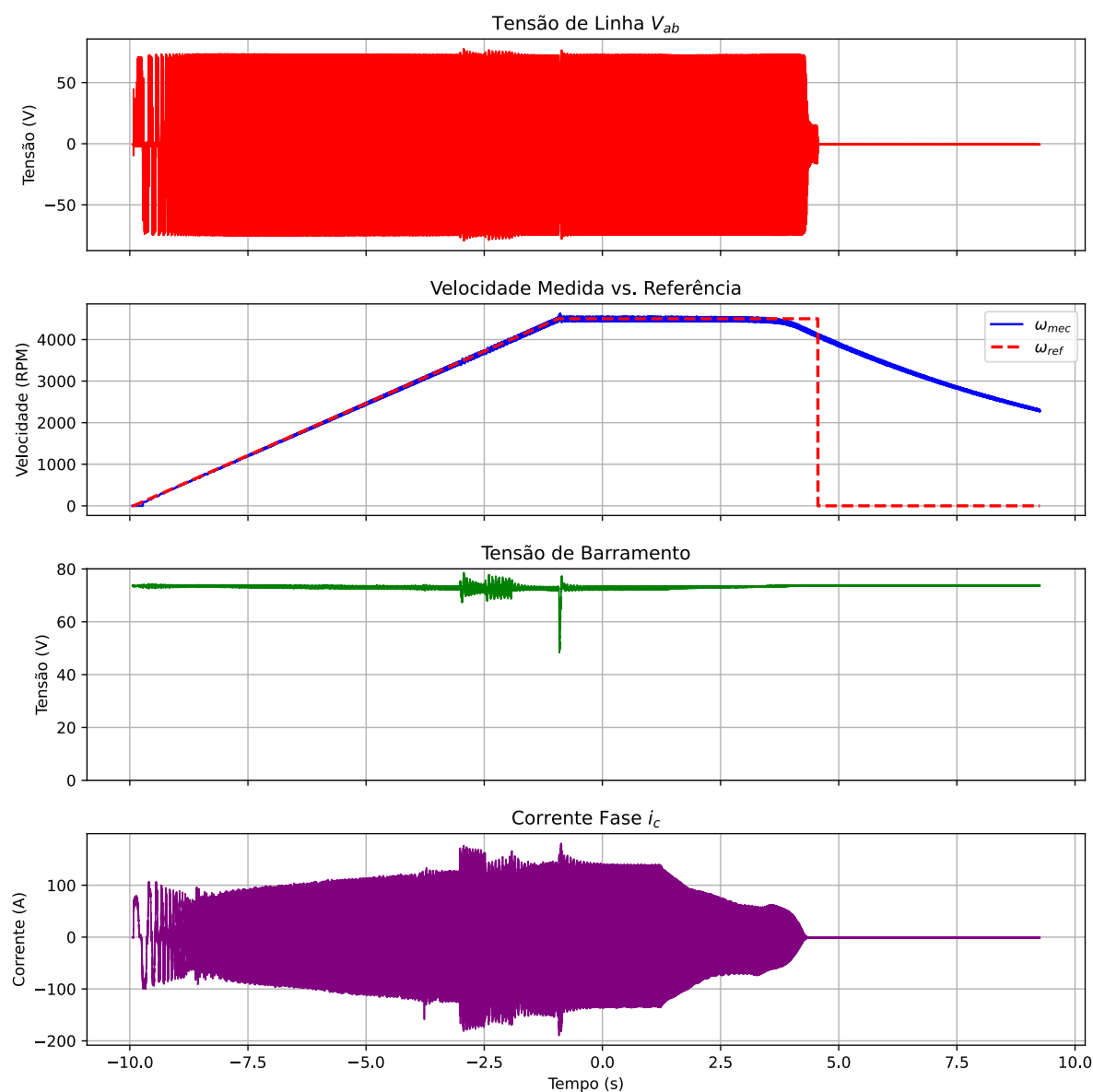
Para a obtenção do valor da velocidade mecânica do sistema, foram capturados em um osciloscópio os pulsos do canal A do *encoder*. Estes foram gravados e tratados em um programa em Python que calculou a velocidade em cada instante. A velocidade referência (linha tracejada vermelha) é a velocidade síncrona imposta pelo sinal de tensão, que segue uma rampa linear da curva V/F de 9 s. Ao final da rampa, o motor fica em tensão nominal por 2 s, e então a amplitude da tensão decresce linearmente até zero, com frequência constante, por 3 s.

Ainda na Figura 62, o gráfico de corrente mostra a consequência direta da utilização do *Voltage Boost*. A corrente do motor inicia em cerca 70 A e decresce até 900 RPM no final do estágio, entrando na região linear onde a corrente passa a crescer linearmente até a condição nominal. Entre 3500 RPM e 4000 RPM, observa-se oscilações na corrente da fase e tensão do barramento, é possível que isso esteja relacionado com o resultado da Tabela 3 onde o motor passa por uma região de ressonância.

Observam-se oscilações na corrente durante a operação. Muitas perturbações ocorrem devido ao fato do motor estar em malha aberta, submetido a dinâmicas que poderiam ser compensadas por um controle em malha fechada (como ressonâncias mecânicas ou elétricas). Porém, a oscilação que ocorre no final da rampa de subida, se deu devido a um erro de fase no algoritmo PWM, resultando em um breve desalinhamento do fluxo de estator e rotor o que não foi corrigido a tempo para este ensaio.

Ao se comparar os resultados experimentais na Figura 62 com a simulação na Figura 61, pode-se traçar alguns paralelos:

Figura 62: Acionamento completo do motor a vazio. Tensão de Linha (vermelho); velocidade mecânica (azul); tensão do barramento (verde); corrente da fase A (roxo).



A tensão não é apresentada na simulação já que o índice de modulação diz muito mais a respeito do sistema do que a tensão de linha que na prática possibilita apenas verificar o período de testes total mostrando onde foi aplicada a tensão no motor. Por outro lado, com o índice de modulação é possível ver o perfil das rampas sendo aplicadas.

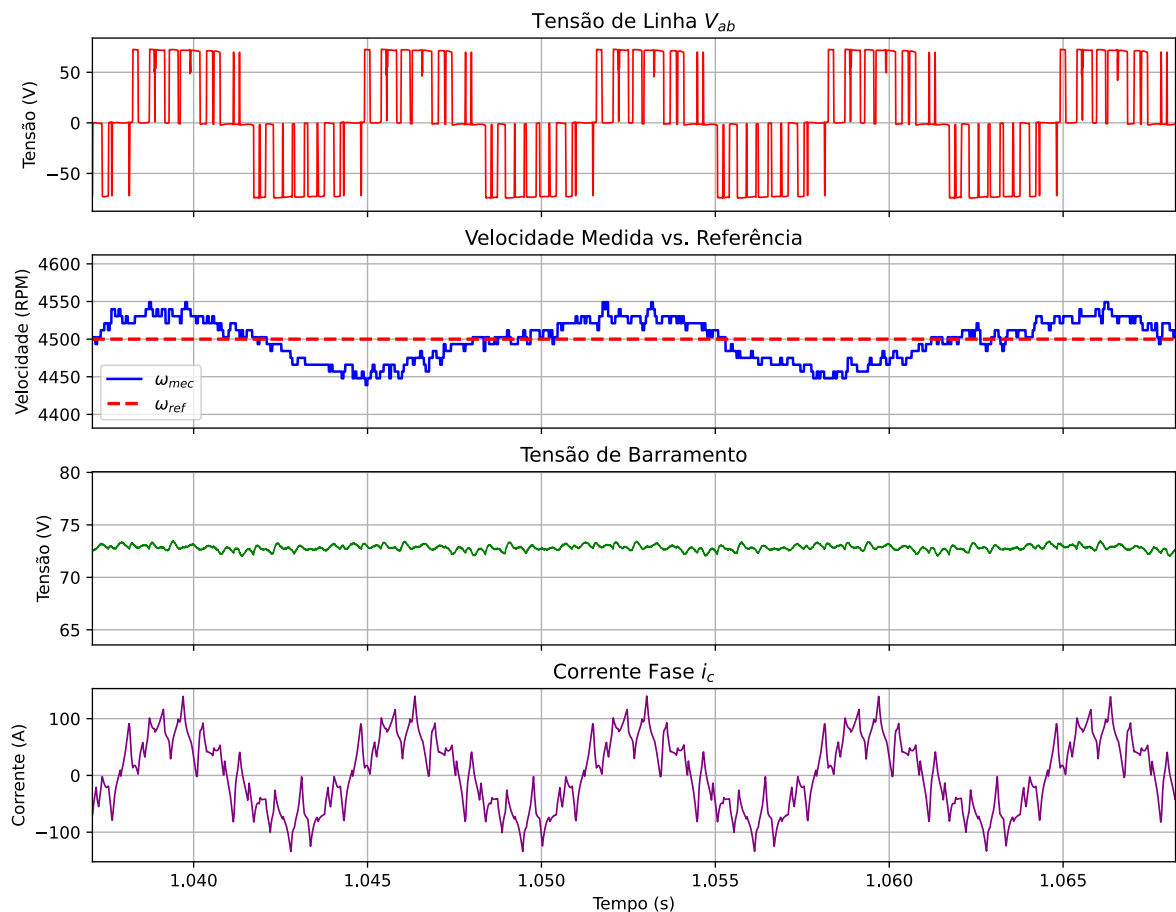
Na velocidade observa-se o mesmo comportamento, uma corrente superior no início do teste que descrece até o fim da compensação. Após o estágio de *voltage boost*, um crescimento linear da corrente e da velocidade até a condição nominal. A velocidade se mantém constante até a rampa de descida em ambos os casos. Já a corrente se mantém constante na simulação e na prática apresenta ondulações que se estabilizam devido à diferença de fase já comentada.

Na rampa de descida observa-se que a corrente decresce imediatamente quando a rampa de tensão descendente inicia e vai a zero junto com a tensão. Porém, a velocidade mecânica só começa a decrescer no final da rampa.

Observa-se, nas mesmas figuras, que em regime o escorregamento da máquina é muito baixo, isso ocorre pois os ensaios foram realizados sem carga. O controle V/F utilizado em malha aberta seria suscetível à carga mecânica reduzindo a velocidade do eixo. Trabalhos futuros pretendem conectar o sistema a um dinamômetro e aplicar carga ao eixo de forma a testar o seu desempenho em diferentes condições.

Para uma melhor visualização dos sinais em regime, a Figura 63 mostra em detalhe alguns períodos de onda próximos de $t = 1,0$ s. Observa-se uma pulsação na velocidade mecânica (gráfico 2) que parece ter o dobro da frequência fundamental elétrica, relacionado ao número de polos do motor. É visível também a pulsação de alta frequência (ondulação) no sinal da corrente (gráfico 4), resultado direto do chaveamento em 1,5 kHz, em contraste com a corrente mais senoidal do inversor comercial (Figura 57). Ensaios em outras frequências deveriam ser conduzidos para avaliar o efeito completo dessa ondulação na operação do motor.

Figura 63: Sinais em regime (detalhe em 4500 RPM). Tensão de Linha (vermelho); velocidade mecânica (azul); tensão do barramento (verde); corrente da fase A (roxo).



Observa-se a repetição dos pulsos PWM nos períodos da tensão, como esperado. Para a tensão do barramento (gráfico 3), observam-se pequenas variações provenientes da pulsação da corrente (150 Hz) e dos transientes de chaveamento em alta frequência (1,5 kHz), mas ela se mantém estável em torno de 71 V.

Como apresentado anteriormente, o projeto possui comunicação CAN, eQEP para a leitura do encoder e ADC para a leitura das correntes. Estas funcionalidades, apesar de disponíveis, não foram testadas nesta fase do protótipo, uma vez que se teve a intenção de fazer as validações do sistema com um acionamento de menor complexidade exigindo um menor desenvolvimento de *software*, que será o foco de futuros trabalhos.

7.6 CONCLUSÃO DO CAPÍTULO

Este capítulo demonstrou a validação experimental do protótipo, conectando as decisões de projeto dos capítulos anteriores com o desempenho prático observado. A metodologia de validação partiu dos módulos individuais até o acionamento do motor, possibilitando a verificação sistemática dos parâmetros do sistema.

A eficácia das decisões de projeto térmico foram comprovadas na configuração individual, como o uso de MCPCB e a refrigeração passiva. Os ensaios individuais dos módulos como abaixador demonstraram uma baixa elevação de temperatura, estabilizando em aproximadamente 40 °C, validando a solução de gerenciamento térmico sem ventilação forçada.

Durante esta primeira etapa, surgiu o desafio das oscilações de comutação, estes foram identificados e resolvidos com ajustes no circuito de *driver*, garantindo a operação segura das chaves.

O ensaio trifásico com carga RL realizado para validar o funcionamento do sistema como inversor e configuração do software de controle (SPWM). Os resultados práticos de corrente e tensão mostraram-se compatíveis com as simulações. Notavelmente, foi confirmado que a alta ondulação de corrente (ripple) é uma característica inerente e esperada da baixa frequência de chaveamento (1,5 kHz), uma escolha de projeto (Capítulo 4) que visou minimizar as perdas de comutação.

O sistema atingiu seu objetivo de projeto, de acionar o motor até sua rotação nominal (4500 RPM), utilizado o controle V/F. Portanto, os resultados confirmam que o protótipo do inversor é funcional e, que apesar de incluir limitações, seu comportamento operacional se mostrou satisfatório.

8 CONCLUSÃO

Esta dissertação apresentou o projeto, fabricação e a validação experimental de um IMD de topologia axial (AHM). O trabalho foi motivado por uma lacuna de mercado identificada no setor de veículos elétricos, especificamente no nicho de conversão de veículos a combustão, que carece de uma diversidade de soluções de acionamentos integrados robustas, modulares e adaptáveis a motores comerciais existentes. O objetivo principal de projetar e implementar um protótipo funcional que adaptasse o motor WEG utilizado pela equipe E-Force da UDESC. Ao final do processo, este objetivo foi alcançado, com a entrega de um protótipo validado com o entendimento de suas capacidades e limitações.

Foi estabelecida uma base teórica, identificando os desafios multidisciplinares recorrentes que se apresentam no projeto de um IMD. Estes não são problemas isolados, mas interdependentes. São eles, a gestão térmica, onde o acoplamento térmico entre o motor e a eletrônica deve ser avaliada; a confiabilidade mecânica, que expõe componentes eletrônicos sensíveis à vibração e ao ambiente operacional; e a interferência eletromagnética (EMI), intensificada pela proximidade física dos elementos.

A solução proposta combinou os projetos elétrico e mecânico. O projeto elétrico abordou o problema térmico, com a estratégia de quatro MOSFETs em paralelo por chave. Esta escolha reduziu a resistência de condução (R_{DSon}) equivalente, distribuindo a geração de calor por uma área maior e diminuindo as perdas totais. Esta decisão foi complementada pela escolha de uma frequência de chaveamento baixa, de 1,5 kHz, uma decisão de projeto para minimizar as perdas de comutação em detrimento da ondulação de corrente, um efeito que foi claramente observado e confirmado nos ensaios práticos. Devido ao *software* utilizado não foi possível separar as perdas de condução e comutação via simulação. Trabalhos futuros podem utilizar simuladores que façam esta separação, quantificando de maneira mais precisa o efeito da mudança na frequência de chaveamento na potência dissipada por cada MOSFET.

Uma decisão central do projeto elétrico foi a utilização de MCPCB (*Metal Core Printed Circuit Board*). Esta tecnologia foi escolhida por suas propriedades mecânicas e térmicas, permitindo um caminho de baixa resistência térmica direto das trilhas de potência para o dissipador.

No projeto mecânico a integração axial foi realizada através de uma flange customizada que substitui a tampa traseira original do motor. O desafio térmico e estrutural foi resolvido de forma unificada com o invólucro sendo formado por seis dissipadores comerciais de alumínio. Esta estrutura hexagonal não é somente um invólucro, mas funciona também como o sistema de refrigeração passiva e, simultaneamente, a estrutura que

protege a eletrônica interna. O projeto mecânico não apenas aloja a eletrônica, mas é um componente que atua no gerenciamento térmico do sistema.

Uma das abordagens deste trabalho foi a validação de uma metodologia de projeto para manufatura de baixo custo. Considerando o custo elevado da usinagem para uma flange feita a partir de um bloco metálico, o projeto foi adaptado para fundição em areia. O processo, que partiu de padrões impressos em 3D (PLA), foi cuidadosamente pós-processado com lixamento e massa de enchimento, fundamental para a qualidade do molde, e resultou em peças de alumínio fundido que necessitaram apenas de usinagem de precisão nas faces críticas. Esta abordagem validou uma metodologia viável e econômica para a fabricação de protótipos metálicos complexos.

A fabricação mecânica foi concluída com a validação da montagem. Conforme ilustrado na Figura 36, todos os componentes, incluindo as flanges, os seis dissipadores, os barramentos de cobre e as placas de eletrônica, foram interligados e apresentaram o encaixe e alinhamento esperados no projeto. As fixações críticas, como a união entre o motor e a flange, e entre a flange e o invólucro do inversor, foram realizadas e validadas. Adicionalmente, a concepção da flange bipartida foi verificada (Figura 38), confirmando a viabilidade de acesso ao interior do sistema para a ligação dos barramentos de saída e para futura manutenção, atendendo a um requisito do projeto.

A validação final do projeto foi conduzida em três etapas. A primeira etapa, testando os módulos em modo *buck*, validando termicamente os módulos do sistema que estabeleceram com uma elevação de temperatura de 40 °C. Este resultado, obtido sem qualquer ventilação forçada, validou a combinação de design entre o MCPCB e a estrutura de dissipadores.

Com o módulo validado, seguiu-se para as etapas de simulação e ensaio prático do acionamento do motor. A estratégia de controle escalar V/F, selecionada pela sua simplicidade para a validação do hardware, com o desligamento não regenerativo, aplicando uma rampa decrescente apenas na amplitude da tensão, mantendo a frequência fundamental constante.

O ensaio prático final foi o resultado de todas essas decisões. O protótipo acionou com sucesso o motor até sua rotação nominal de 4500 RPM. Com este teste considerou-se o hardware validado, o que também confirmou as consequências dos compromissos de controle. O protótipo foi validado como funcional e capaz de entregar a velocidade nominal. A estratégia de controle foi capaz de levar o sistema até a condição nominal, porém outras estratégias devem ser consideradas para a aplicação veicular.

O trabalho se conclui com uma análise crítica de suas deficiências. Uma análise de volume revelou que 50,9 % do volume interno do protótipo é composto por ar, ou seja, ele está longe de estar otimizado em densidade de potência.

Em suma, esta dissertação cumpriu seus objetivos ao entregar um protótipo funcional, termicamente estável, capaz de atingir seus valores de rotação nominal, estabelecendo uma base sólida e um roteiro claro para base de futuros IMD a serem desenvolvidas no grupo de pesquisa.

Como contribuição pode-se verificar que foi proposta uma metodologia de construção de um acionamento integrado a partir de um motor comercial, com todas as etapas e considerações de projeto disponibilizadas. Além disso, foram buscadas metodologias de fabricação acessíveis, possibilitando a reprodução e construção de acionamentos integrados para motores similares.

Este trabalho ainda é pioneiro no grupo de pesquisa iniciando o laboratório no tema de construção de acionamentos integrados e aprofundando o diálogo entre os grupos de eletrônica de potência, grupo de controle de sistemas e o E-Force. Essa iniciativa visa que sejam desenvolvidos acionamentos integrados, explorando cada vez mais a fundo a eletrônica, o motor, o controle, a comunicação e a validação do *hardware* em campo.

8.1 PERSPECTIVAS E TRABALHOS FUTUROS

Com base nos resultados e conclusões apresentados, este trabalho estabelece uma base para diversas linhas de continuação e otimização. As perspectivas futuras se concentram primeiramente na evolução da estratégia de controle. O hardware foi validado, mas o controle escalar V/F é limitado. O próximo passo lógico e imediato é implementar uma estratégia de controle vetorial, como o Controle Orientado a Campo (FOC). Isso exigirá o uso do *encoder*, com a função eQEP do microcontrolador, para realimentação de posição e a leitura das correntes, cujos condicionamentos já estão presentes no hardware. Para a comunicação, a Interface CAN com a Unidade de Controle do Veículo (VCU) deve ser programada e validada. Tudo isso permitirá o controle preciso de torque e velocidade, habilitando o IMD para a aplicação veicular real visando sua futura integração ao protótipo da equipe E-Force, cumprindo a motivação original deste trabalho.

Na mesma configuração já utilizada de teste, o IMD pode ser submetido à testes de longa duração para avaliação da elevação térmica com o sistema fechado. Outras comparações podem ser conduzidas, como comparar o peso e volume do acionamento comercial com o IMD desenvolvido.

Subsequentemente, será necessária uma validação de confiabilidade mais profunda. Após a implementação do FOC, o protótipo deverá ser submetido a ensaios de desempenho em carga, utilizando carga para avaliar a eficiência, a precisão do controle e o comportamento térmico sob condições de operação nominais e de sobrecarga. Além disso, testes formais de vibração, de interferência eletromagnética (EMI) e ambientais serão necessários para validar a robustez mecânica do invólucro, a eficácia da blindagem eletromagnética e o cumprimento do nível de proteção IP54, garantindo a confiabilidade do IMD no exigente ambiente veicular.

O projeto abriu portas para a investigação de desafios secundários. A alta ondulação de corrente, resultado da baixa frequência de chaveamento, deve ser analisada quanto ao seu impacto no funcionamento do motor e na geração de ruído e vibração de torque. Adicionalmente, deve ser avaliado o impacto do aumento da frequência e chaveamento monitorando o aquecimento do IMD. Além disso, a sensibilidade dos sensores de corrente de efeito Hall à EMI e campos magnéticos de fuga, deve ser estudada em detalhes, necessitando calibração dos sensores.

Partindo para a ideia da construção de um segundo protótipo, sugere-se a aplicação da metodologia proposta em outro motor comercial. Uma vez que estão apresentados os processos e fornecedores, o trabalho pode ser reproduzido.

Pensando em outra estrutura mecânica, é necessária a otimização de hardware e densidade de potência. A constatação de que 50,9 % do volume interno do IMD desenvolvido é composto por ar é a principal oportunidade de melhoria.

Em um futuro novo projeto de IMD deve considerar-se criar o projeto do motor do zero. Projetando-o juntamente com a eletrônica, possibilitando integrar a eletrônica no ferro do motor reduzindo drasticamente o espaço vazio e aumentando a densidade de potência. Recomenda-se o uso de tecnologias de chaves de *wide-bandgap* que possuem menores perdas e melhoram o gerenciamento térmico. O uso de novas topologias como o inversor de corrente deve ser considerado.

REFERÊNCIAS

- ABEBE, Robert *et al.* Integrated motor drives: state of the art and future trends. **IET Electric Power Applications**, v. 10, n. 8, p. 757–771, 2016.
- AHOOYE ATASHIN, Soroush *et al.* A System-Level Design for Reliability of Integrated Motor Drives. *Em: 2024 International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, 2024.
- AMMEN, C. W. **The Complete Handbook of Sand Casting**. Blue Ridge Summit, PA: TAB Books, 1979.
- ATASEVEN, Ismail; SAHIN, Ilker; OZTURK, Salih. Design and Implementation of a Paralleled Discrete SiC MOSFET Half-Bridge Circuit with an Improved Symmetric Layout and Unique Laminated Busbar. **Energies**, v. 16, p. 2903, 2023.
- BAHRAMI-FARD, Milad *et al.* Integrated Induction Motor Drive for Variable Speed Industrial Applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 40, n. 5, p. 7176–7188, 2025.
- BARBI, Ivo. **Teoria Fundamental do Motor de Indução**. Florianópolis: Edição do Autor, 1985.
- BHARTI, Ranju; KUMAR, Madhav; PRASAD, B. M. V/F Control of Three Phase Induction Motor. *Em: 2019 International Conference on Vision Towards Emerging Trends in Communication, Networking (ViTECON)*, 2019.
- BISWAS, P.S.; DAS, N.; BISWAS, S.K. Design Consideration of an Integrated Induction Motor Drive to Replace Auxillary DC Motors in Locomotives. *Em: 2005 International Conference on Power Electronics, Drives Systems*, 2005.
- BOGLIETTI, Aldo *et al.* Evolution and Modern Approaches for Thermal Analysis of Electrical Machines. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 56, n. 3, p. 871–882, 2009.
- CAMPBELL, John. **Complete Casting Handbook: Metal Casting Processes, Metallurgy, Techniques and Design**. [S.l.]: Butterworth-Heinemann, 2011.
- CHAPMAN, Stephen J. **Electric Machinery Fundamentals**. Fourth ed. [S.l.]: McGraw-Hill International Edition, 2012.
- CHEN, Tianyu *et al.* Electromagnetic Compatibility Analysis of an Induction Motor Drive With Integrated Power Converter. **IEEE Transactions on Magnetics**, v. 56, n. 1, p. 1–4, 2020.

- CHO, Hyun Min; KIM, Hyeong Joon. Metal-Core Printed Circuit Board With Alumina Layer by Aerosol Deposition Process. **IEEE Electron Device Letters**, v. 29, n. 9, p. 991–993, 2008.
- DAI, Hang *et al.* Development of High-Frequency WBG Power Modules with Reverse-Voltage-Blocking Capability for an Integrated Motor Drive using a Current-Source Inverter. *Em*: 2018 IEEE Energy Conversion Congress, Exposition (ECCE), 2018.
- DENG, Xu *et al.* Winding connection solution for an integrated synchronous motor drive. *Em*: 2017 IEEE International Electric Machines, Drives Conference (IEMDC), 2017.
- FARINA, F. *et al.* Thermal design of integrated motor drives for traction applications. *Em*: 2005 European Conference on Power Electronics, Applications, 2005.
- FRANCHI, Claiton Moro. **Electrical Machine Drives: Fundamental Basics and Practice**. Boca Raton, FL: CRC Press, Taylor & Francis Group, 2019.
- GRAOVAC, D.; PURSCHEL, M.; KIEP, A. MOSFET Power Losses Calculation Using the Data-Sheet Parameters. **Infineon: Application Note**, 2006.
- GULSUNA, Ozgur *et al.* Design and Analysis of a GaN-Based Megahertz Integrated Motor Drive for a PCB Motor. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 71, n. 12, p. 15435–15444, 2024.
- HARSHA VARDHAN REDDY, M.; JEGATHESAN, V. Open loop V/f control of induction motor based on hybrid PWM with reduced torque ripple. *Em*: 2011 International Conference on Emerging Trends in Electrical, Computer Technology, 2011.
- HAYES, John G.; GOODARZI, G. Abas. **Electric Powertrain: Energy Systems, Power Electronics and Drives for Hybrid, Electric and Fuel Cell Vehicles**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2018.
- INFINEON. **IRFP4568PbF**. Disponível em: <<https://www.infineon.com/assets/row/public/documents/24/49/infineon-irfp4568-datasheet-en.pdf?fileId=5546d462533600a40153562c7c32201b>>.
- JAHNS, Thomas M.; DAI, Hang. The past, present, and future of power electronics integration technology in motor drives. **CPSS Transactions on Power Electronics and Applications**, v. 2, n. 3, p. 197–216, 2017.
- JAHNS, Thomas M.; SARLIOGLU, Bulent. The Incredible Shrinking Motor Drive: Accelerating the Transition to Integrated Motor Drives. **IEEE Power Electronics Magazine**, v. 7, n. 3, p. 18–27, 2020.
- KEKELIA, Bidzina *et al.* Comparison of Thermal Management Approaches for Integrated Traction Drives in Electric Vehicles: Preprint. *Em*: ASME 2020 International Technical

Conference, Exhibition on Packaging, Integration of Electronic, Photonic Microsystems (InterPACK2020), 2020.

KRAUSE, Paul C.; WASYNCZUK, Oleg; SUDHOFF, Scott D. **Analysis of Electric Machinery and Drive Systems**. Second ed. [S.l.]: Wiley-IEEE Press, 2002.

LEE, Woongkul *et al.* A Review of Integrated Motor Drive and Wide-Bandgap Power Electronics for High-Performance Electro-Hydrostatic Actuators. **IEEE Transactions on Transportation Electrification**, v. 4, n. 3, p. 684–693, 2018.

LEM. **Integrated Current Sensor FHS AH 600**. Disponível em: <https://www.lem.com/sites/default/files/products_datasheets/fhs_ah_600.pdf>.

MARX, Philipp *et al.* Synchronization of Switching Transitions in Parallel Modules of Integrated Modular Motor Drives for Common Mode Noise Reduction. *Em*: 2023 11th International Conference on Power Electronics, ECCE Asia (ICPE 2023 - ECCE Asia), 2023.

MOHAMED, Abdalla Hussein; VANSOMPEL, Hendrik; SERGEANT, Peter. An Integrated Motor Drive with Enhanced Power Density Using Modular Converter Structure. *Em*: 2021 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC), 2021.

MÄRZ, Martin *et al.* Power electronics system integration for electric and hybrid vehicles. *Em*: 2010 6th International Conference on Integrated Power Electronics Systems, 2010.

NOVOTNY, D. W.; LIPO, T. A. **Vector Control and Dynamics of AC Drives**. [S.l.]: Oxford University Press, 1996.

PARLIAMENT, European. **Proposal for a REGULATION OF THE EUROPEAN PARLIAMENT AND OF THE COUNCIL amending Regulation (EU) 2019/631 as regards CO2 emission performance standards for new light duty vehicles and vehicle labelling and repealing Directive 1999/94/EC**. Disponível em: <<https://eur-lex.europa.eu/legal-content/EN/TXT/?uri=CELEX%3A52025PC0995&qid=1767708133566>>.

PATLINS, Antons *et al.* Features of converting a car with an internal combustion engine into an electric car. *Em*: 2022 IEEE 7th International Energy Conference (ENERGYCON), 2022.

SARLIOGLU, Bulent; JAHNS, Thomas M. **Integrated Motor and Drive for Traction Applications**. University of Wisconsin-Madison, Annual Merit Review, , 2022.

SINDIPEÇAS. **Relatório da Frota Circulante**. Disponível em: <https://www.sindipecas.org.br/sindinews/Economia/2024/Frota_Circulante.pdf>.

SWANKE, James; JAHNS, Thomas. Reliability Analysis of a Fault-Tolerant Integrated Modular Motor Drive for an Urban Air Mobility Aircraft Using Markov Chains. **IEEE Transactions on Transportation Electrification**, v. 8, p. 1, 2022.

- TENCONI, Alberto *et al.* Temperatures evaluation in an integrated motor drive for traction applications. *Em: IECON 2006 - 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics*, 2006.
- TEXAS INSTRUMENTS. **TIDA-00364: 48-VDC Battery Powered 5-KW Inverter Power Stage Reference Design for Forklift AC Traction Motor**. Disponível em: <<https://www.ti.com/tool/TIDA-00364>>.
- TORRES, Renato A. *et al.* Thermal Analysis of Housing-Cooled Integrated Motor Drives. *Em: 2021 IEEE Transportation Electrification Conference & Expo (ITEC)*, 2021.
- UĞUR, Mesut; KEYSAN, O. Design of a GaN Based Integrated Modular Motor Drive. *Em: 2018 XIII International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, 2018.
- VU-QUOC, Loc; ZHAI, Yuhu; NGO, Khai. Model Reduction by Generalized Falk Method for Efficient Field-Circuit Simulations. **Computer Modeling in Engineering & Sciences**, v. 129, p. 1–46, 2021.
- WANG, Cong *et al.* A Combined Thermal Analysis of an Integrated Six-Phase Motor Drive System. *Em: 2018 IEEE Energy Conversion Congress, Exposition (ECCE)*, 2018.
- WANG, Jin *et al.* 2-kV 1-MW 20000-r/min Integrated Modular Motor Drive for Electrified Aircraft Propulsion. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 13, n. 1, p. 394–407, 2025.
- WEG. **MOTOR TRIFÁSICO TRACÇÃO ELÉTRICA VE-M01 CARCAÇA 112 IP55 TENV.**, nov. 2016.
- WINSLET, B. Shainee; KRISHNA, K. Sai. Performance of Induction Motor using V/F Control Technique. *Em: 2022 IEEE 2nd Mysore Sub Section International Conference (MysuruCon)*, 2022.
- WROBEL, Rafal. A technology overview of thermal management of integrated motor drives – Electrical Machines. **Thermal Science and Engineering Progress**, v. 29, p. 101222, 2022.
- YAN, Yuteng *et al.* Design of a GaN-Based Power Converter for Small-Sized Integrated Motor Drives. *Em: 2023 IEEE Transportation Electrification Conference, Expo, Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific)*, 2023.
- ZENG, Lizhan *et al.* FE-Based Physical Model of LPMBDCM for Integrated Motor Drive System Analysis. *Em: 2008 3rd International Conference on Innovative Computing Information, Control*, 2008.
- ZHANG, Bowen *et al.* Overview of Integrated Electric Motor Drives: Opportunities and Challenges. **Energies**, v. 15, n. 21, 2022.

ZHANG, Zhe; LIU, Yiqi; BAZZI, Ali M. An improved high-performance open-loop V/f control method for induction machines. *Em*: 2017 IEEE Applied Power Electronics Conference, Exposition (APEC), 2017.

GLOSSÁRIO

Autocross: Prova da formula SAE elétrica, com objetivo de avaliar a performance do carro em um percurso com cones, simulando um desafio de agilidade e velocidade em um espaço limitado.

Endurance: Do inglês, Resistência. Neste trabalho se refere a prova de corrida longa na competição da formula SAE elétrica.

Net-near-shape: Expressão em inglês que pode ser traduzida como “conformação próxima à forma final” é uma técnica de manufatura industrial. Como o nome sugere, a produção inicial do item é muito próxima da forma final (ou *net shape*). Isso reduz a necessidade de acabamento superficial.

APÊNDICE

Todas as simulações feitas no InfineonSpice e GeckoCIRCUITS, assim como todo os arquivos do projeto mecânico feitos em SolidWorks versão 2018, planilhas de cálculos e outros arquivos relativos as esta dissertação estão disponíveis no repositório do GitHub: <https://github.com/filipe-fernandes/projeto-e-implementacao-de-um-acionamento-integrado-axial-para-veiculos-eletricos>

Um dos softwares utilizados para a simulação é o GeckoCIRCUITS, que é um software livre e pode ser obtido na pasta disponibilizada do GitHub. O outro dos softwares utilizados para a simulação é o InfineonSpice Offline Simulation Tool Versão 2025.01 que pode ser obtido no site: <https://www.infineon.com/design-resources/simulation-modeling/infineonspice-offline-simulation-tool>

Para o controle e acionamento foi utilizado o programa escrito em linguagem C e carregado no microcontrolador TMS320F280037C da Texas Instruments. Uma simplificação do código em pseudocódigo é mostrada a seguir. O código completo com suas dependências está disponível no repositório do GitHub.

1	INÍCIO DO PROGRAMA	C
2		
3	Inicializar Sistema (Clocks, Interrupções, PWMs, ADC)	
4	Configurar Parâmetros Iniciais (Tempos de rampa, Frequências limite)	
5	Desabilitar saídas PWM inicialmente (Segurança)	
6	// -----	
7	// LOOP PRINCIPAL (SUPERVISÃO E PROTEÇÃO)	
8	// Executa continuamente enquanto o processador estiver ligado	
9	ENQUANTO (Verdadeiro) FAÇA:	
10	// 1. Gerenciamento de Erros de Hardware	
11	SE (Pino de ERRO está ALTO) ENTÃO	
12	Definir Estado de Erro = ATIVO	
13	SENÃO	
14	SE (Estado de Erro estava ATIVO) ENTÃO	
15	Limpar Estado de Erro	
16	Pulsar Pino de RESET do Hardware (Reiniciar Drivers)	
17	FIM SE	
18	FIM SE	
19	// 2. Reinício da Rampa (Comando manual)	
20	SE (Flag de Reiniciar Rampa == 1) ENTÃO	
21	Destruir sistema	
22	Zerar frequência atual (Freq_sinef)	
23	Zerar contadores de tempo e ângulo	

```

24         Limpar flag de reinício
25     FIM SE
26     // 3. Segurança do PWM (Bloqueio/Desbloqueio)
27     SE (Duty Cycle requisitado == 0 OU Sistema Travado) ENTÃO
28         DESABILITAR saídas PWM (Hardware Disable)
29     SENÃO
30         HABILITAR saídas PWM
31     FIM SE
32     // 4. Atualização dos Registradores PWM (Duty Cycle)
33     SE (Novo Duty Cycle != Duty Cycle Atual) ENTÃO
34         Calcular valor do registrador comparador (baseado no Duty %)
35         Atualizar Duty Cycle Global
36     FIM SE
37     // 5. Atualização da Frequência de Chaveamento (Portadora)
38     SE (Nova Frequência de Chaveamento != Frequência Atual) ENTÃO
39         Calcular novo período do Timer (baseado no Clock da CPU)
40         Pausar Clock do PWM
41         Atualizar registradores de Período (TBPRD) de todos os
            módulos PWM
42         Habilitar Clock do PWM (Sincronizar)
43         Atualizar Frequência Global
44     FIM SE
45     // 6. Reset Manual via Software
46     SE (Flag de Reset == 1) ENTÃO
47         Pulsar Pino de RESET
48         Limpar Flag
49     FIM SE
50     FIM ENQUANTO //(Fim do Loop Principal)
51     // -----
52     // INTERRUPTÃO DE TEMPO (ALGORITMO DE CONTROLE - ISR)
53     // Executa periodicamente (ex: a cada ciclo de PWM ou Timer fixo)
54     FUNÇÃO Interrupcao_Timer():
55         // 1. Geração das Senóides (Space Vector ou Senoidal Pura)
56         Seno_A = (Duty_Cycle * sen(Theta)) / 2 // Fase A
57         PWM_Fase_A = Converter_Para_Registrador(Seno_A +
            Offset_Centro)
58         Seno_B = (Duty_Cycle * sen(Theta - 120 graus)) / 2 // Fase B
59         PWM_Fase_B = Converter_Para_Registrador(Seno_B +
            Offset_Centro)
60         Seno_C = (Duty_Cycle * sen(Theta + 120 graus)) / 2 // Fase C
61         PWM_Fase_C = Converter_Para_Registrador(Seno_C + Offset_Centro)
62

```

```

63      // 2. Controle de Tempo e Fase Global
64      Incrementar Tempo
65      SE (Tempo >= Limite do Timer) ENTÃO
66          Zerar Tempo
67          Atualizar fase acumulada (comp_phi)
68          SE (Frequência Atual >= Frequência Limite) ENTÃO
69              Incrementar Contador de Tempo Ligado (tn_on)
70          FIM SE
71      FIM SE
72      // 3. Máquina de Estados: Aceleração vs. Desligamento
73      SE (Tempo Ligado > Tempo Máximo) ENTÃO
74          // -- MODO DE PARADA SUAVE (RAMP DOWN) --
75          // Mantém rodando na frequência fundamental
76          Theta = Calcular_Angulo_Linear(Tempo, Freq_Limite)
77          // Reduz a tensão gradualmente até zero
78          Duty_Cycle = Duty_Cycle - Passo_Desaceleracao
79          SE (Duty_Cycle <= 0) Duty_Cycle = 0
80      SENÃO
81          // -- MODO DE PARTIDA/OPERAÇÃO (RAMP UP) --
82          Incrementar Frequência Instantânea (Rampa de Aceleração)
83          // Saturação da velocidade
84          SE (Frequência Instantânea > Freq_Limite) ENTÃO
85              Frequência Instantânea = Freq_Limite
86              // Cálculo do ângulo para velocidade constante (Linear)
87              Theta = Calcular_Angulo_Linear(Tempo, Freq_Limite)
88          SENÃO
89              // Cálculo do ângulo durante aceleração (Quadrático/
              // Parabólico)
90              Theta = Calcular_Angulo_Aceleracao(Tempo, Rampa)
91          FIM SE
92
93      // -----
94      // CÁLCULO DO DUTY CYCLE (TENSÃO APLICADA)
95      // Lógica: Curva V/f com Boost de Torque em baixa rotação
96      SE (Frequência Instantânea < Frequência Mínima) ENTÃO
97          // -- REGIÃO DE BOOST (BAIXA ROTAÇÃO) --
98          // Não zera a tensão. Aplica uma tensão inicial mais
          // alta para
99          // vencer a inércia e resistência do estator.
          // Fórmula: Começa com 50% da tensão da Freq_Mínima e
          // sobe linearmente.
100

```

```
101      Fator_Base = (Frequência Mínima / Frequência Nominal) *  
102      1000  
103      Fator_Crescimento = (1.0 + (Frequência Instantânea /  
104      Frequência Mínima))  
105      Duty_Cycle = (Fator_Base / 2.0) * Fator_Crescimento  
106      SENÃO  
107      // -- REGIÃO LINEAR (OPERAÇÃO NORMAL) --  
108      // Curva V/f Padrão: A tensão sobe proporcionalmente à  
109      frequência  
110      Duty_Cycle = (Frequência Instantânea / Frequência  
111      Nominal) * 1000  
112      FIM SE  
113      FIM SE  
114      Limpar Flag de Interrupção  
115      FIM FUNÇÃO
```