

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL
ESCOLA DE ENGENHARIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

RODRIGO PARIZOTTO

**PROJETO E DESENVOLVIMENTO DE
UM INVERSOR MULTIFÁSICO PARA
APLICAÇÕES AUTOMOTIVAS**

Porto Alegre
2021

RODRIGO PARIZOTTO

**PROJETO E DESENVOLVIMENTO DE
UM INVERSOR MULTIFÁSICO PARA
APLICAÇÕES AUTOMOTIVAS**

Dissertação de mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Rio Grande do Sul como parte dos requisitos para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.
Área de concentração: Energia

ORIENTADOR: Prof. Dr. Paulo Roberto Eckert

Porto Alegre
2021

RODRIGO PARIZOTTO

**PROJETO E DESENVOLVIMENTO DE
UM INVERSOR MULTIFÁSICO PARA
APLICAÇÕES AUTOMOTIVAS**

Esta dissertação foi julgada adequada para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica e aprovada em sua forma final pelo Orientador e pela Banca Examinadora.

Orientador: _____

Prof. Dr. Paulo Roberto Eckert , UFRGS

Doutor pela Universidade Federal do Rio Grande do Sul -
Porto Alegre, Brasil

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Carlos Guilherme da Costa Neves , UFPEL

Doutor pela Universidade Federal de Santa Catarina - Florianópolis, Brasil

Prof. Dr.-Ing Luís Alberto Pereira , UFRGS

Doutor pela Universität Kaiserslautern - Kaiserslautern, Alemanha

Prof. Dr. Rodrigo Padilha Vieira , UFSM

Doutor pela Universidade Federal de Santa Maria - Santa Maria, Brasil

Coordenador do PPGEE: _____

Prof. Dr. Sérgio Luís Haffner

Porto Alegre, dezembro de 2021.

DEDICATÓRIA

Dedico este trabalho aos meus pais, a minha irmã, a minha esposa Aline e a minha filha Manuela, pelo amor e dedicação que têm participado de todas as minhas conquistas e momentos difíceis.

AGRADECIMENTOS

Aos colegas do PPGEE pelo seu auxílio nas tarefas desenvolvidas durante o curso e apoio na revisão deste trabalho.

Ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, PPGEE, pela oportunidade de realização de trabalhos em minha área de pesquisa.

Ao professor Paulo Roberto Eckert, por orientar com paciência e profissionalismo este trabalho.

Ao professor Rodrigo Padilha Vieira, pela disponibilidade para tratar de assuntos relacionados a esta dissertação.

Ao Grupo de Eletrônica de Potência e Controle, GEPOC, da Universidade Federal de Santa Maria, por disponibilizar o laboratório para realizar os ensaios deste trabalho.

Aos colegas e profissionais do LMEAE, pelo auxílio nas tarefas desenvolvidas ao longo do curso. Em especial ao colega Ederson dos Reis e Evandro Claiton Goltz, pelo apoio fornecido em diversas ocasiões. A amizade e o companheirismo dessas pessoas marcaram positivamente esta jornada.

À *ST Microelectronics* pelo fornecimento das amostras dos componentes para a montagem do inversor.

RESUMO

Este trabalho descreve o desenvolvimento de um inversor multifásico que pode operar como uma plataforma para acionamento e teste de máquinas elétricas de até 15 fases, além de operar com frequência fundamental de até 1 kHz e frequência de chaveamento de 100 kHz. Portanto, uma topologia de inversor tipo fonte de tensão (VSI) multifásico utilizando SiC MOSFETs e componentes aprovados para aplicações automotivas foi projetado e construído. A plataforma desenvolvida é composta por módulos de potência independentes e um módulo de controle com tecnologia que utiliza apenas um único microcontrolador capaz de gerar todos os sinais com modulação por largura de pulsos (PWM). Para validar o projeto, testes experimentais foram realizados com uma máquina de fluxo axial do tipo YASA (*Yokeless and Segmented Armature*) que pode operar com 3, 5 ou 15 fases e também com conexões multiestrela, um com três sistemas independentes de cinco fases e outro com cinco sistemas trifásicos independentes. A plataforma utiliza modulação *Min-Max Injection*. Os resultados experimentais mostram que o inversor é capaz de acionar e testar motores multifásicos com um ampla variedade de conexões elétricas utilizando elevadas frequências fundamentais e de portadora. Portanto, a plataforma desenvolvida é uma importante ferramenta que permite o ensaio de máquinas elétricas multifase e multiestrela operando sob as mais diversas configurações e condições de operação.

Palavras-chave: Inversor, Multifase, Multiestrela, SiC MOSFET, YASA, Tração automotiva.

ABSTRACT

This work describes the development of a multiphase inverter that can operate as a platform for driving and testing electrical machines with up to 15 phases, in addition to operating with a fundamental frequency of up to 1 kHz and a switching frequency of 100 kHz. Therefore, a multiphase voltage source inverter (VSI) topology using SiC MOSFETs and approved components for automotive applications was designed and constructed. The developed platform is composed of independent power modules and a control module with technology that uses only a single microcontroller capable of generating all signals with pulse width modulation (PWM). To validate the project, experimental tests were carried out with a YASA (*Yokeless and Segmented Armature*) machine that can operate with 3, 5 or 15 phases and also with multi-star connections, one with three independent systems of five phases and another with five independent three-phase systems. The platform uses *Min-Max Injection* modulation. Experimental results show that the inverter is capable of driving and testing multiphase motors with a wide variety of electrical connections using high fundamental and carrier frequencies. Therefore, the developed platform is an important tool that allows the testing of multiphase and multistar electrical machines operating under the most diverse configurations and operating conditions.

Keywords: Automotive traction, Multiphase, Multiphase Drive, SiC MOSFET, Multi-star, YASA.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 –	Porcentagem de tecnologias para máquinas elétricas utilizadas em EV e HEV entre os anos de 2008 e 2018.	23
Figura 2 –	Topologia básica de uma SRM de 6/4 polos e estrutura básica de inversor.	25
Figura 3 –	Topologia de motor IPM.	25
Figura 4 –	Topologia de motor IM PMSM	26
Figura 5 –	Topologia de motor SM PMSM	26
Figura 6 –	Topologia da máquina YASA.	27
Figura 7 –	Topologia para a máquina elétrica de fluxo axial com duplo rotor YASA.	28
Figura 8 –	Topologia de inversor CSI multifásico.	32
Figura 9 –	Topologia de inversor VSI multifásico.	33
Figura 10 –	Topologia de inversor NPC multifásico.	33
Figura 11 –	Topologia com bobinas independentes e com fonte de energia independente para uma máquina trifásica.	34
Figura 12 –	Topologia com bobinas independentes com uma única fonte de energia para uma máquina de m -fases.	34
Figura 13 –	Topologia com bobinas independentes com duas fontes de energia para m -fases.	35
Figura 14 –	Topologia com ligação unilateral das bobinas com o inversor multifásico e apenas um ponto de neutro.	36
Figura 15 –	Topologia com ligação unilateral das bobinas com o inversor multifásico multiestrela e fonte única.	37
Figura 16 –	Topologia com ligação unilateral das bobinas com o inversor multifásico multiestrela e fonte independente.	37
Figura 17 –	Aplicação das chaves de potência baseado na potência e frequência de operação.	38
Figura 18 –	Capacitâncias características nos MOSFETs.	41
Figura 19 –	Circuito para acionamento da chave SiC MOSFET.	43
Figura 20 –	Circuito de proteção contra acionamento indesejado <i>Miller Clamp</i>	45
Figura 21 –	Curva de corrente em função da tensão entre coletor e emissor para IGBTs.	46
Figura 22 –	Curva de corrente I_d em função da tensão V_{ds} para SiC MOSFETs.	46
Figura 23 –	Estrutura simplificada do inversor multifásico.	51
Figura 24 –	Topologia do inversor multifásico.	52
Figura 25 –	Circuito de controle de sobrecorrente nas chaves estáticas.	56
Figura 26 –	Fotografia de uma placa do módulo de potência com componentes montados.	60

Figura 27 –	Arquitetura de atualização de saídas do inversor.	62
Figura 28 –	Fluxograma do módulo principal.	65
Figura 29 –	Fluxograma do módulo principal.	68
Figura 30 –	Fluxograma de processo para atualização do módulo ATOM.	71
Figura 31 –	Fotografia da placa do módulo de controle com componentes montados.	72
Figura 32 –	Fotografia da montagem das placas de potência sobre o dissipador de calor.	73
Figura 33 –	Fotografia da montagem dos barramentos de tensão sobre o dissipador de calor.	73
Figura 34 –	Fotografia do protótipo contendo o módulo de controle e potência montados.	74
Figura 35 –	Fotografia da bancada de ensaio com o máquina elétrica YASA multifásica.	77
Figura 36 –	Fotografia da máquina YASA utilizada para testes com diferentes ligações.	78
Figura 37 –	Nomenclatura e arranjo das bobinas adotado em uma máquina base.	79
Figura 38 –	Diagrama fasorial da máquina YASA com conexão de 3 fases.	82
Figura 39 –	Correntes de fase para conexão de 3 fases.	82
Figura 40 –	Diagrama fasorial da máquina YASA com conexão de 5 fases.	83
Figura 41 –	Correntes de fase para conexão de 5 fases.	84
Figura 42 –	Diagrama fasorial da máquina YASA com conexão de 15 fases.	84
Figura 43 –	Correntes de fase para conexão de 15 fases.	85
Figura 44 –	Razão entre tempo morto e período durante um ciclo completo para frequência de portadora de 20 kHz, tensão de barramento de 140 V, índice de modulação de 0,42, tempo morto de 800 ns e modulação do tipo <i>Min-Max Injection</i>	86
Figura 45 –	Diagrama fasorial da máquina YASA com conexão de 5 estrelas de 3 fases.	87
Figura 46 –	Correntes de fase para conexão com 5 estrelas de 3 fases.	87
Figura 47 –	Diagrama fasorial da máquina YASA para conexão com 3 estrelas de 5 fases.	89
Figura 48 –	Correntes de fase para conexão com 3 estrelas de 5-fases.	89
Figura 49 –	FFT da corrente para os sistemas com 3- ϕ , 5- ϕ , 15- ϕ , 5 estrelas com 3- ϕ , 3 estrelas com 5- ϕ	91
Figura 50 –	Correntes na máquina pentafásica sem falha no intervalo [0, A], com falta provocada por abertura na fase 5 no intervalo [A, B] e com falta provocada por aberturas nas fases 5 e 3 no intervalo [B, 450 ms].	92
Figura 51 –	Correntes nas fases 1, 2, 3 e 4 da máquina de 15 fases sem falha no intervalo [0, A] e com falta provocada por abertura na fase 4 no intervalo [A, 120 ms].	93
Figura 52 –	Correntes de fase para conexão 15 fases com abertura da fase 4.	94
Figura 53 –	Correntes de fase para estrela 2 em que não foi simulado a falha para conexão 5 estrelas e 3 fases.	95
Figura 54 –	Correntes de fase na estrela 1 em que foi simulado a falha para conexão 5 estrelas e 3 fases.	95
Figura 55 –	Bancada utilizada para ensaio do inversor com frequência moduladora de 1 kHz e portadora de 100 kHz.	96

Figura 56 – Tensão sobre a chave SiC MOSFET com frequência portadora de 100 kHz.	97
Figura 57 – Correntes de fase para conexão trifásica e frequência de moduladora igual a 1 kHz.	97
Figura 58 – FFT da corrente com carga RL e frequência de moduladora igual a 1 kHz.	98

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 –	Análise comparativa de três métodos para controle de sobre corrente e curto-circuito.	47
Tabela 2 –	Características do inversor multifásico desenvolvido.	50
Tabela 3 –	Características do módulo de controle.	61
Tabela 4 –	Amplitude máxima dos harmônicos de corrente até 15° ordem.	90
Tabela 5 –	Taxa de distorção harmônica, THD para grupos de componentes harmônicos.	91
Tabela 6 –	Corrente eficaz da componente fundamental para a conexão de 15 fases com falha na fase 4.	93
Tabela 7 –	Corrente eficaz de fase para a componente fundamental para o ensaio da máquina multiestrela trifásica.	96

LISTA DE ABREVIATURAS

AEC-Q100	Mecanismo de falha Baseado na Qualificação de teste de estresse para circuitos integrados
ARU	Unidade de Roteamento Avançado
ASM-PMSM	Motor Síncrono de Relutância Assistido por Ímãs Permanentes
ATOM	<i>Advanced Timer Output Module</i>
CA	Corrente Alternada
CFG1	Primeiro registrador de configurações de operação do <i>gate driver</i>
CFG2	Segundo registrador de configurações de operação do <i>gate driver</i>
CFG3	Terceiro registrador de configurações de operação do <i>gate driver</i>
CFG4	Quarto registrador de configurações de operação do <i>gate driver</i>
CFG5	Quinto registrador de configurações de operação do <i>gate driver</i>
CM0	Registrador sombra para tempo de um ciclo da portadora
CM1	Registrador sombra para tempo do tempo ativo
CO ₂	Dióxido de Carbono
CK	<i>Serial Clock</i>
CPU	Unidade Central de Processamento
\overline{CS}	<i>Chip Select</i>
CSI	Inversor Fonte de Corrente
DIAGUC	Pino de diagnóstico para monitorar falhas nos <i>gate drivers</i>
DIAG1CFG	Primeiro registrador de configurações de diagnóstico do <i>gate driver</i>
DIAG2CFG	Segundo registrador de configurações de diagnóstico do <i>gate driver</i>
DTC	Controle de Torque Direto
EVs	Veículos Elétricos
FIFO	<i>First-in First-out</i>
FOC	Controle de Campo Orientado
GaN	Nitreto de Gálio

GEPOC	Grupo de Eletrônica de Potência e Controle
GTM	Módulo de Tempo Genérico
HEVs	Veículos Elétricos e Híbridos
HSEM	Máquinas Elétricas de Alta Velocidade
ICAO	Organização de Aviação Civil Internacional
IGBT	Transistor Bipolar de Gate Isolado
IM	Máquina de Indução
IPMSM	Motor Síncrono de Imã Permanente Internos ao Rotor
JFET	Transistor de Efeito de Campo
LMEAE	Laboratório de Máquinas Elétricas, Acionamento e Energia
MOSFET	Transistor de Efeito de Campo de Óxido de Metal Semicondutor
MOSI	<i>Master Output Slave Input</i>
MISO	<i>Master Input Slave Output</i>
MPC	Controle Baseado em Modelo Preditivo
NPC	Inversor com Ponto Neutro Grampeado
NTC	Coeficiente de Temperatura Negativo
PMSM	Motor Síncrono de Imã Permanente
PPGEE	Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
PSM	<i>Parameter Store Module</i>
PTC	Coeficiente de Temperatura Positivo
PWM	Modulação por Largura de Pulso
RPM	Rotações por minuto
\overline{SD}	Pino que habilita a configuração do <i>gate driver</i>
Si	Silício
SiC	Carbeto de Silício
SM-PMSM	Motor Síncrono de Imã Permanente na Superfície
SPWM	Modulação por Largura de Pulso Senoidal
SRM	Máquina Síncrona de Relutância Variável
SR0	Registrador para tempo de um ciclo da portadora
SR1	Registrador para tempo do tempo ativo
STATUS1	Primeiro registrador de alarmes do <i>gate driver</i>
STATUS2	Segundo registrador de alarmes do <i>gate driver</i>
STATUS3	Terceiro registrador de alarmes do <i>gate driver</i>
THD	Distorção Harmônica Total

VSI	Inversor Fonte de Tensão
WBG	<i>Wide Bandgap</i>
YASA	<i>Yokeless and Segmented Armature</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

C_{ds}	Capacitância entre dreno e fonte
C_{gd}	Capacitância entre porta e dreno
C_{gs}	Capacitância entre porta e fonte
C_{iss}	Capacitância da porta
C_{rss}	Capacitância de transferência reversa
Δt	Tempo de acionamento da chave
DT	Vetor de dados de saída da modulação
E	Energia
f_e	Frequência elétrica
f_m	Frequência moduladora
f_p	Frequência portadora
g_m	Transcondutância do MOSFET
I_d	Corrente no dreno
i_g	Corrente instantânea na porta do MOSFET
$i_{Gon}(t)$	Corrente da porta para ativar a chave de potência
$i_{Goff}(t)$	Corrente da porta para desativar a chave de potência
\bar{I}_g	Corrente média na porta
$I_{GON_{max}}$	Corrente de porta máxima para ligar o MOSFET
$I_{GOFF_{max}}$	Corrente de porta máxima para desligar o MOSFET
I_{miller}	Corrente de <i>Miller Clamp</i>
\hat{I}_{Gon}	Corrente de pico para ativar o MOSFET
\hat{I}_{Goff}	Corrente de pico para desativar o MOSFET
L_d	Indutância de eixo direto
L_q	Indutância do eixo em quadratura
m	Número de fases
m_a	Índice de modulação de amplitude

m_f	Índice de modulação de frequência
m_x	Grupo de valores da fase para cálculo do vetor de dados para modulação
$n_{estrelas}$	Número de estrelas
$n_{gatedrivers}$	Número de <i>gate drivers</i>
n_x	Índice de valores da estrela para cálculo do vetor de dados para modulação
p	Número de polos
P_{mec}	Potência mecânica
$\overline{P_g}$	Potência média na porta do MOSFET
$Q_g(t)$	Carga na porta
Q_{gp}	Carga para todo o ciclo
R_{ch}	Resistência do canal
R_{deriv}	Resistência da região de deriva
R_{DSon}	Resistência interna MOSFET
R_{DSonGD}	Resistência interna do circuito de acionamento para a saída que ativa a chave de potência
$R_{DSoffGD}$	Resistência interna do circuito de acionamento para a saída que desativa a chave de potência
R_g	Resistência da porta do MOSFET
R_{Gon}	Resistência do circuito para acionar o MOSFET
R_{Goff}	Resistência do circuito para desativar o MOSFET
R_j	Resistência do transistor de efeito de campo
T_{cont}	Tempo de controle
T_{em}	Torque eletromagnético
T_j	Temperatura da junção
t_s	Tempo de acionamento da chave
V_{dc}	Tensão contínua no barramento
V_{ds}	Tensão ente dreno e fonte
V_{fase}	Tensão de fase aplicada na máquina
V_g	Tensão na porta
V_{gs}	Tensão entre porta e fonte
V_h	Tensão nominal para ligar
V_{hmin}	Tensão mínima para ligar
V_l	Tensão de desligamento nominal
V_{lmin}	Tensão mínima de desligamento

V_{th}	Tensão limiar
x	Índice da amostra para cálculo do vetor de dados da modulação
ω_m	Velocidade angular mecânica
$\theta_{estrela}$	Ângulo entre estrelas
θ_{fase}	Ângulo entre fases
θ_m	Ângulo mecânico
θ'_m	Ângulo mecânico corrigido
θ_{res}	Ângulo de resolução de amostragem da moduladora

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	19
1.1	Objetivos	21
1.2	Organização do Trabalho	22
2	REVISÃO DA LITERATURA	23
2.1	Máquinas Elétricas para Aplicação Automotiva	23
2.1.1	Topologia de máquina elétrica YASA	27
2.1.2	Máquinas com alta velocidade e elevado números de polos	28
2.2	Máquinas e Inversores Multifásicos	30
2.2.1	Topologias com bobinas independentes	34
2.2.2	Topologia com ligação unilateral das bobinas com o inversor	35
2.3	Inversores de Frequência com Tecnologia de <i>Wide Band Gap</i> para Aplicações Automotivas	38
2.3.1	Características das chaves SiC MOSFET	39
2.3.2	Proteções contra acionamento indesejado das chaves de potência	44
2.3.3	Sobrecorrente e curto-circuito nas chaves de potência	44
2.4	Considerações Finais do Capítulo	47
3	PROJETO E DESENVOLVIMENTO DO INVERSOR	49
3.1	Módulo de Potência	51
3.1.1	Circuito de acionamento das chaves de potência	53
3.1.2	Intertravamento e atraso entre acionamento das chaves	55
3.1.3	Proteção contra subtensão e sobretensão	55
3.1.4	Proteção contra sobrecorrente nas chaves SiC MOSFET	55
3.1.5	<i>Watchdog</i> e <i>Echo</i>	57
3.1.6	Alarme térmico e desativação térmica	57
3.1.7	Proteção contra subtensão no barramento CC	57
3.1.8	Leitura da corrente de linha	59
3.1.9	Implementação do projeto das placas de potência	59
3.2	Módulo de Controle	60
3.2.1	Estrutura dos circuitos eletrônicos para o módulo de controle	61
3.2.2	Organização do software	64
3.2.3	Implementação do projeto da placa de controle	72
3.3	Montagem da Plataforma	72
3.4	Considerações Finais do Capítulo	74

4	ANÁLISE EXPERIMENTAL	76
4.1	Descrição e Modelo da Máquina Elétrica YASA Multifásica	77
4.2	Ensaio Experimentais com a Máquina YASA Multifásica	81
4.2.1	Acionamento da máquina trifásica	81
4.2.2	Acionamento da máquina pentafásica	81
4.2.3	Acionamento da máquina de 15 fases	83
4.2.4	Acionamento da máquina multiestrela trifásica	86
4.2.5	Acionamento da máquina multiestrela pentafásica	88
4.2.6	Análise harmônica das correntes	89
4.3	Acionamento com Abertura de Fase	91
4.4	Acionamento com Carga RL	96
4.5	Considerações Finais do Capítulo	98
5	CONCLUSÃO	100
	REFERÊNCIAS	102
	APÊNDICE A PROJETO DAS PLACAS DE CIRCUITO IMPRESSO	109
	APÊNDICE B DIAGRAMA ELETRÔNICO DO INVERSOR	114
B.1	Módulo de Controle	114
B.2	Módulo de Potência	114
	APÊNDICE C FUNÇÕES DO SOFTWARE	129
C.1	Configuração dos <i>Gate Drives</i>	129
C.2	Leitura de Falhas Registradas nos <i>Gate Drives</i>	129
	APÊNDICE D IMAGENS DO ENSAIO REALIZADO COM CARGA RL	133

1 INTRODUÇÃO

As pesquisas na área de veículos elétricos têm promovido avanços significativos na tecnologia de baterias, máquinas elétricas e inversores, que são considerados desafios para a competitividade industrial na transição para energias limpas (IEA, 2021). O estoque global de carros elétricos em 2020 passou de 10 milhões. A China possui a maior frota com 4,5 milhões de carros elétricos seguido da Europa com 3,2 milhões (IEA, 2021). Já os veículos pesados como caminhões e ônibus apresentam um crescimento bem mais retraído. Conforme (IEA, 2021), a frota global atingiu a marca de 600.000 ônibus elétricos e 31.000 caminhões elétricos em 2020.

A demanda por métodos alternativos para reduzir o uso de combustíveis fósseis não se limita à eletrificação de veículos terrestres. A aviação vem apresentando diversas pesquisas voltadas a aplicações híbridas e totalmente elétricas, tais como, o projeto da Britânica *Evolito* (EVOLITO, 2021) que destaca o uso de uma máquina do tipo YASA em função da sua elevada densidade de potência que pode atingir de 3 a 6 kW/kg e o programa E-FAN da americana AIRBUS em parceria com a *RollsRoyce* (AIRBUS, 2017). A Organização da Aviação Civil Internacional (ICAO) espera reduzir as emissões no setor até 2040 e o *Flightpath 2050-Europe's Vision for Aviation* da Comissão Europeia traça um plano para cumprir suas metas até 2050, buscando uma redução nas emissões de dióxido de carbono em 75 %, óxidos nitrosos em 90 % e os níveis de ruído em 65 % quando comparados ao ano 2000 (CROUSE, 2017; GONZALEZ, 2016).

Embora seja verificado um aumento crescente da eletrificação de veículos terrestres, pressionado principalmente pela necessidade de redução da emissão de gases que causam efeito estufa, ainda existem desafios tecnológicos para a eletrificação veicular. Do ponto de vista do motor elétrico e do inversor, pode-se citar desafios tecnológicos tais como: dispositivos com altas densidades de potência para sistemas de acionamento direto, com maior confiabilidade e redundância, com operação em altas frequências, com tolerância a falhas, entre outros (IEA, 2021; HENKE *et al.*, 2018).

Alguns aspectos relacionados aos desafios tecnológicos mencionados são superados com uso de máquinas elétricas multifásicas, que podem apresentar maior tolerância a falhas e maior densidade de potência quando comparadas às tradicionais máquinas trifási-

cas. As máquinas multifásicas apresentam também redução na oscilação de torque e ruído audível, além de apresentarem correntes de fase mais baixas, reduzindo assim o estresse nas chaves de estáticas do inversor. (DUJIC *et al.*, 2008; SCUILLER; CHARPENTIER; SEMAIL, 2010).

Outros aspectos relevantes para a eletrificação de veículos, segundo (LÓPEZ *et al.*, 2019), são a busca pela redução do peso e do volume das máquinas elétricas e pela melhoria na eficiência e autonomia do veículo. Uma alternativa para melhorar estes últimos aspectos é a tendência emergente de vários fabricantes de aumentar a velocidade mecânica de máquinas elétricas (especialmente as síncronas de ímã permanente) acopladas a mecanismos de redução de velocidade. Em (LÓPEZ *et al.*, 2019), vários modelos comerciais, protótipos e conceitos de máquinas elétricas de alta velocidade (HSEM) são apresentados para aplicação em veículos elétricos (EVs) e veículos elétricos híbridos (HEVs). Nos exemplos apresentados no trabalho, a velocidade angular varia de 10.000 rpm a 16.000 rpm; no entanto, alguns conceitos e protótipos mencionam velocidades mais altas, embora várias restrições mecânicas ainda precisem ser consideradas (LÓPEZ *et al.*, 2019).

Em máquinas de corrente alternada (CA), a operação em altas velocidades requer alta frequência fundamental de operação e conseqüentemente uma frequência de comutação mais alta. Neste contexto, as novas topologias de inversores voltadas à aplicação de controle e acionamento de máquinas elétricas em EVs e HEVs apontam para a utilização de componentes que utilizam tecnologia de materiais com semicondutores de ampla largura da banda de passagem WBG (*Wide Bandgap*), como o SiC MOSFET. Essas chaves estáticas oferecem maior eficiência, densidade de potência, podem operar com frequência de comutação mais alta e em ambientes hostis. Desta forma, as chaves estáticas com tecnologia WBG apresentam uma redução nos custos gerais do sistema e ganhos em qualidade e confiabilidade, tornando-as uma alternativa atraente à IGBTs e MOSFETs de Silício (Si) (LÓPEZ *et al.*, 2019).

Quando a confiabilidade é essencial, a tolerância a falhas é aumentada com o uso de sistemas redundantes (SALA *et al.*, 2021). No contexto de acionamento elétrico, máquinas multifásicas (mais de três fases) são consideradas uma das tecnologias mais promissoras para tolerância a falhas (SALA *et al.*, 2021), (SCUILLER; CHARPENTIER; SEMAIL, 2010). Os inversores multifásicos podem ser considerados redundantes por definição porque quando uma das fases está aberta, as outras fases podem manter a máquina em operação; mas, quando todas as fases estão conectadas a um único neutro, e houver falta em mais de uma fase, o sistema pode parar de operar (SALA *et al.*, 2021). Para minimizar este problema, em (BENNETT *et al.*, 2012) uma topologia de ponte inversora monofásica completa para cada fase é apresentada. Com esta topologia se tem isolamento galvânica entre fases, tanto na máquina como no inversor, e é possível controlar a corrente de uma determinada fase de forma independente das demais. No entanto, esta topologia apresenta menor eficiência e maior custo.

Ainda no contexto de redundância e tolerância a falhas, uma alternativa é a utilização de máquinas elétricas multiestrela, pois também podem operar com fases abertas geradas por falhas. Considerando os aspectos de controle, ao comparar a topologia multifásica com a multiestrela, esta última requer menos recursos de processamento (SALA *et al.*, 2021) e permite a implementação de métodos de controle consolidados baseados em sistemas trifásicos (BENNETT *et al.*, 2012). Alguns trabalhos apresentam topologias de inversores com capacidade de acionamento multiestrela para máquina síncrona de ímã permanente, por exemplo, com 3 e 4 estrelas trifásicas em (PIEPENBREIER *et al.*, 2018) e (SALA *et al.*, 2021), respectivamente. Por outro lado, também é possível utilizar máquinas multifásicas multiestrela, ou seja, com mais de três fases e mais de uma estrela. A referência (KUANG *et al.*, 2018) apresenta uma máquina elétrica assimétrica de cinco fases multiestrela (três estrelas), no entanto, sem resultados experimentais.

Neste contexto, este trabalho apresenta o desenvolvimento de um inversor multifásico que pode ser utilizado como plataforma para acionamento e teste de máquinas elétricas multifásicas (até 15 fases) e que pode também ser utilizado para acionamento de máquinas com ligações multiestrela. O inversor desenvolvido utiliza chaves estáticas SiC MOSFET e componentes com certificação para aplicação automotiva. Portanto, as principais contribuições deste trabalho estão listadas a seguir:

1. projeto e teste experimental de um inversor multifásico VSI utilizando chaves estáticas SiC MOSFET com acionamento independente e capacidade de controle de até 15 fases. Portanto, o inversor projetado pode ser usado como uma plataforma para acionar e testar uma ampla gama de máquinas elétricas multifásicas e multiestrela;
2. o projeto de um inversor implementado com um microcontrolador certificado para a linha automotiva utilizando o Módulo de Tempo Genérico (GTM) para acionar 30 chaves estáticas independentes;
3. o acionamento e teste de um motor elétrico do tipo YASA com cinco conexões elétricas diferentes. A máquina é acionada em um sistema trifásico padrão, em conexões multifásicas com 5 e 15 fases, em uma conexão multifásica com 5 estrelas trifásicas independentes e em uma conexão multifásica com 3 estrelas de cinco fases independentes.

1.1 Objetivos

O objetivo principal deste trabalho é realizar o projeto, construir e testar um inversor com até 15 fases que possa ser utilizado como plataforma de acionamento e teste de máquinas elétricas multifásicas com frequência fundamental de operação variável até 1 kHz, com vistas à aplicação automotiva. Isso possibilita o estudo de máquinas elétricas

multifásicas e multiestrela operando com frequências fundamentais elevadas. Dentre os objetivos específicos, destacam-se:

- o projeto do módulo de potência adequado a norma AEC-Q100 (voltada para a indústria automotiva);
- desenvolver o projeto do circuito de controle com capacidade de comutação para até 30 chaves de potência de forma independente e com frequência de portadora até 100 kHz;
- elaborar a modulação por largura de pulso senoidal (SPWM) discreta para controle do inversor utilizando o módulo GTM para acionamento das chaves de potência;
- construir os módulos de potência e de controle para validação experimental;
- realizar ensaios experimentais do acionamento e teste de um motor elétrico do tipo YASA com cinco conexões elétricas diferentes.

1.2 Organização do Trabalho

Este trabalho foi dividido em cinco capítulos, sendo o capítulo 1 a introdução e os demais descritos a seguir.

O capítulo 2 apresenta a revisão bibliográfica. São destacadas as topologias e principais características de máquinas elétricas e inversores multifásicos, aplicados em sistemas de tração automotiva.

O capítulo 3 descreve o projeto do inversor apresentando as principais características do módulo de potência e de controle. Por fim a estrutura é montada para realizar os ensaios.

No capítulo 4 é descrito a metodologia de ensaio e o modelo da máquina multifásica do tipo YASA (Yokless e Armadura Segmentada) que pode operar com 3, 5, 15 fases e também com conexões multiestrela. Os modelos de diagramas fasoriais para diferentes tipos de ligação são apresentados. Os modelos de diagramas fasoriais para diferentes tipos de ligação são apresentados. Por fim os resultados experimentais das correntes obtidas no acionamento das diversas topologias de ligação são debatidos.

No capítulo 5 os resultados analíticos e experimentais são debatidos e a conclusão do trabalho é apresentada, destacando as principais contribuições da dissertação. Por fim são sugeridos os assuntos para serem avaliados em trabalhos futuros.

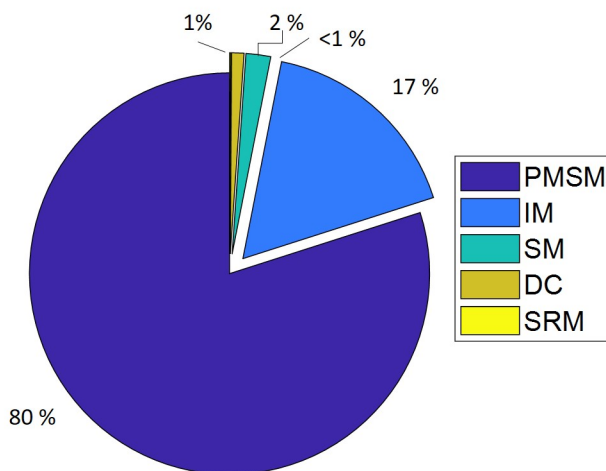
2 REVISÃO DA LITERATURA

Neste capítulo é apresentada uma revisão da literatura com foco em máquinas elétricas para aplicação automotiva, inversores multifásicos e inversores que utilizam a tecnologia WBG para aplicações automotivas.

2.1 Máquinas Elétricas para Aplicação Automotiva

As tecnologias de máquinas elétricas mais utilizadas em veículos elétricos EV e veículos híbridos HEV são, na sua maioria, Máquinas Síncronas de Ímãs Permanentes (PMSM) e Máquinas de Indução (IM). As máquinas SM(Máquinas Síncronas) e DC (Máquinas de Corrente Contínua) representam 3% das aplicações (BAZZI, 2013; BAZZI; LIU; FAY, 2018), enquanto as máquinas SRM (Máquina de Relutância Chaveada) possuem uma participação menor que 1%. A distribuição das tecnologias utilizadas em veículos elétricos comerciais entre os anos de 2008 e 2018 é sumarizada na Figura 1.

Figura 1 – Porcentagem de tecnologias para máquinas elétricas utilizadas em EV e HEV entre os anos de 2008 e 2018.



Fonte: Adaptado de (BAZZI; LIU; FAY, 2018).

Como pode ser observado na Figura 1, PMSM é a opção preferida nos EV e HEV atuais. A principal razão é a elevada eficiência e densidade de potência. Dependendo da

configuração do rotor, duas topologias de máquinas são comumente utilizadas: ímãs permanentes na parte interna do rotor (IPMSM) e ímãs permanentes montados na superfície do rotor (SM-PMSM).

Algumas tecnologias que não utilizam ímãs de terras raras estão ganhando popularidade, devido à escassez, oscilações de preços e altos custos associados a esses materiais (BOLDEA *et al.*, 2014a). Entre eles, o motor de indução com uma participação significativa no setor automotivo. As principais características do motor de indução é que pode ser facilmente utilizado para aplicações de alta velocidade, com o uso de rotor sólido. Isso se dá devido à robustez deste tipo de estrutura (PYRHONEN *et al.*, 2010). Além disso, não há ímãs permanentes no rotor eliminando o risco de desmagnetização. A construção simples do motor de indução leva a uma das soluções mais econômicas de fabricação. As desvantagens do motor são as perdas no rotor e o baixo fator de potência levando a uma baixa eficiência relativa do sistema. Este tipo de máquina é, portanto, menos adequado para aplicações onde os fatores de alta eficiência e densidade de potência são cruciais (BOLDEA *et al.*, 2014a).

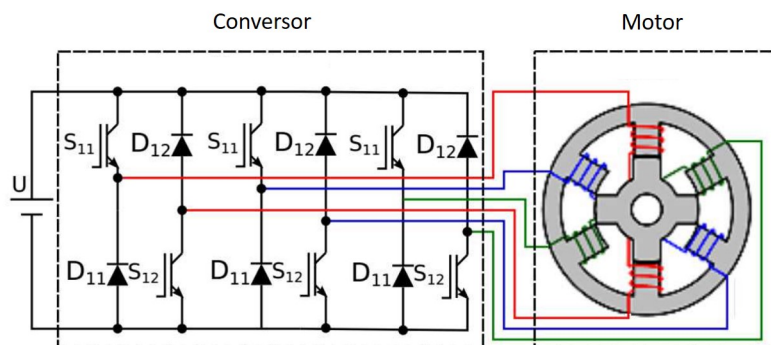
Máquinas de Relutância Chaveadas têm uma estrutura com saliência no estator e rotor e não possuem ímãs e nem enrolamentos no rotor. SRMs possuem algumas vantagens de destaque, como: estrutura simples, menor custo, flexibilidade no controle, alta eficiência e melhor comportamento para operações em alta temperatura. Apesar das vantagens citadas, esta tecnologia de máquina exige uma abordagem de controle específico que leva em consideração as não linearidades da máquina (CABEZUELO *et al.*, 2017; SURYADEVARA; FERNANDES, 2013; CABEZUELO *et al.*, 2017), apresenta ruído elevado, oscilação de torque, densidade de potência média e significativa ondulação da corrente no barramento de entrada (SURYADEVARA; FERNANDES, 2013; CABEZUELO *et al.*, 2017). As principais razões para a origem da ondulação de torque é a estrutura duplamente saliente e a natureza de geração discreta do torque por fases no motor (SURYADEVARA; FERNANDES, 2013).

Os SRMs geralmente possuem uma configuração considerada padrão para veículos elétricos, tendo 6 polos no estator e 4 no rotor conforme pode ser observado na Figura 2. A estrutura básica do conversor necessário para o acionamento de máquinas SRMs é também apresentada na Figura 2 (CABEZUELO *et al.*, 2017).

Apesar das desvantagens apresentadas em máquinas IM e SRMs, novas topologias de máquinas que não utilizam ímãs permanentes e superam parte das desvantagens mencionadas anteriormente estão sendo pesquisadas (BOLDEA *et al.*, 2014b). De acordo com (LÓPEZ *et al.*, 2019) Land Rover e Toyota em parceria com a Renault-Nissan estão atualmente trabalhando com SRMs.

Um dos modelos em desenvolvimento é a PM-SRMs. Sua estrutura proporciona com a utilização de ímãs permanentes faz com que o torque de relutância da máquina elétrica seja maximizado, permitindo atingir densidades de potência de cerca de 75 % de uma má-

Figura 2 – Topologia básica de uma SRM de 6/4 polos e estrutura básica de inversor.

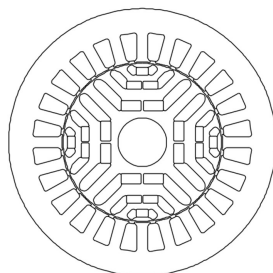


Fonte: Adaptado de (CABEZUELO *et al.*, 2017).

quina do tipo IPMSM do mesmo tamanho e com tecnologia de refrigeração líquida (OOI *et al.*, 2011). Esse tipo de máquina está sendo amplamente pesquisado e, embora não haja virtualmente nenhuma solução comercial equipada com esta tecnologia, representa uma alternativa promissora para o futuro.

Já as máquinas síncronas de ímãs permanente possuem a maior participação no mercado. Existem duas vantagens principais em usar os ímãs permanentes para criar o fluxo magnético principal da máquina. Primeiro, o espaço exigido pelos ímãs para a magnetização é pequeno, de modo que é possível diminuir o volume da máquina e consequentemente o peso. A segunda grande vantagem que destaca o uso de PMSM é que, uma vez que não há perdas de magnetização, os motores apresentam alta densidade de torque e eficiência (WILAMOWSKI; IRWIN, 2016). As bobinas do estator são alimentadas por onda senoidal, e as correntes ficam sincronizadas ao fluxo dos ímãs presentes no rotor. Já o rotor possui diversas topologias construtivas que variam de acordo com a forma de montagem dos ímãs. Os motores são classificados em três topologias, motor com ímãs internos (IPM), motor com ímãs montados na superfície (SM PMSM) e ímãs inseridos na superfície (IM PMSM). Os três modelos são apresentados na Figura 3, 4 e 5, respectivamente.

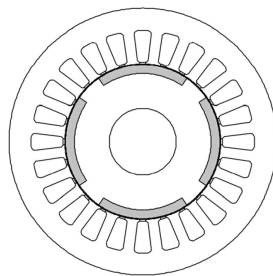
Figura 3 – Topologia de motor IPM.



Fonte: (WOOLMER; MCCULLOCH, 2007).

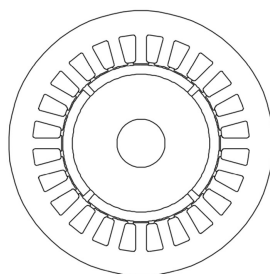
Modelos de veículos como o Tesla Model 3-2021, Jaguar I-Pace S EV400-2020 des-

Figura 4 – Topologia de motor IM PMSM



Fonte: (WOOLMER; MCCULLOCH, 2007).

Figura 5 – Topologia de motor SM PMSM



Fonte: (WOOLMER; MCCULLOCH, 2007).

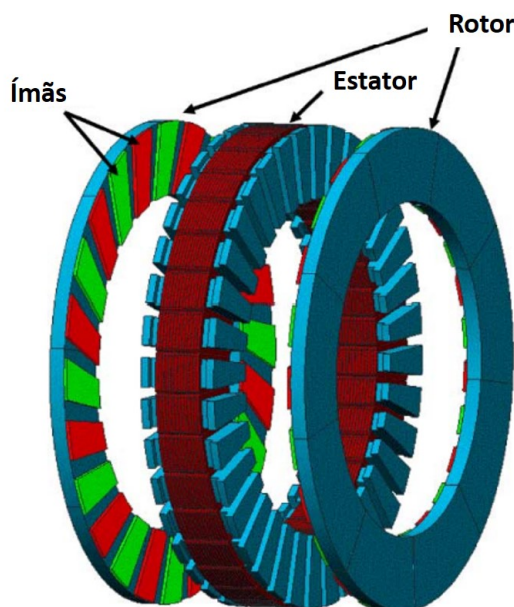
tacam o uso de motores síncronos de ímãs permanentes de 188 kW e 147 kW e tensões de 388 V e 360 V, respectivamente. Entre as topologias de PMSM o torque de relutância adicional nas IPMSMs proporcionam maior densidade de potência e são preferencialmente utilizadas em aplicações com alta velocidade devido a sua robustez construtiva. A IPMSM é extensivamente usado em HEVs (Toyota Prius 3^o geração, Nissan Leaf 2012, VW e-Golf e VW e-UP, por exemplo) (BOLDEA *et al.*, 2014a; JELDEN *et al.*, 2014). Para ambos os exemplos de aplicação o volume da máquina é um fator crítico e a velocidade de rotação é elevada, 13900, 10390, 12000 e 10000 rpm, respectivamente. Entretanto, SM-PMSMs têm uma construção mais simples e menor inércia do rotor. Por essas razões, podem ser encontrados em uma série de aplicações de EV onde as restrições de espaço não são tão rígidas quanto em HEVs. Como exemplos de aplicação podemos citar o Porsche Mission.

Alguns fabricantes industriais como GKN / EVO (série AF) e a Yasa Motors produzem SM-PMSMs de fluxo axial para aplicação automotiva. A máquina elétrica de fluxo axial com duplo rotor a ímãs permanentes na superfície e armadura segmentada é um tópico de grande relevância científica e tecnológica na área de conversão eletromecânica de energia. Este fato se deve pela avaliação das figuras de mérito em relação às tradicionais topologias de fluxo radial e as necessidades impostas pelas aplicações emergentes, principalmente quanto à atuação direta com massa e volume reduzidos (GOLTZ, 2021).

2.1.1 Topologia de máquina elétrica YASA

A topologia YASA pode ser definida como uma máquina elétrica síncrona de fluxo axial no entreferro, armadura segmentada e duplo rotor com ímãs permanentes na superfície (Figura 6). Cada segmento da armadura representa uma peça polar com enrolamentos concentrados de forma a melhorar o fator de ocupação do espaço pelos condutores e facilitar o processo de enrolamento, permitindo a montagem para a obtenção do estator (WOOLMER; MCCULLOCH, 2007; GOLTZ, 2021; ZHANG *et al.*, 2016).

Figura 6 – Topologia da máquina YASA.



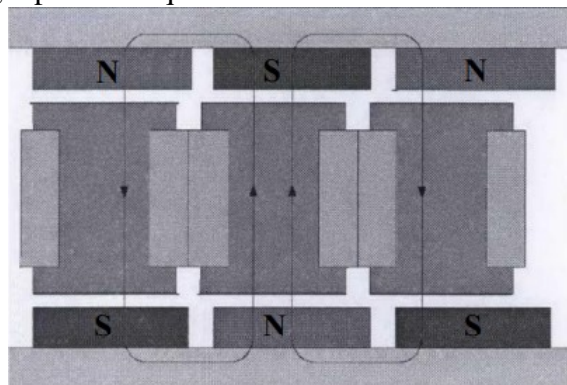
Fonte: Adaptado de (ZHANG *et al.*, 2016).

A topologia com duplo rotor permite que o fluxo magnético interpolar seja exclusivamente através do material ferromagnético macio e dos rotores sem a necessidade de um caminho circunferencial pela armadura, conforme ilustra a Figura 7. Esta característica caracteriza a terminologia *Yokeless Armature* ou seja sem coroa da armadura (GOLTZ, 2021).

As principais vantagens da máquina YASA são a redução das perdas magnéticas dada pela redução do material ferromagnético macio no estator, melhora na tolerância falhas com a redução das indutâncias mútuas, melhora no fator de ocupação das bobinas, principalmente com a utilização de condutor retangular (GOLTZ, 2021). Se for utilizado um sistema de refrigeração forçada na qual as bobinas do estator estão imersas em líquido refrigerante, é possível atingir densidade de torque e de potência muito superiores a topologias radiais convencionais.

Modelos comerciais trifásicos como (YASA, 2019) vêm sendo utilizados pela Ferrari e Mercedes-Benz para seus carros denominados de alto desempenho. Um protótipo desta topologia de máquina foi desenvolvida por GOLTZ (2021) na configuração multifásica e

Figura 7 – Topologia para a máquina elétrica de fluxo axial com duplo rotor YASA.



Fonte: (WOOLMER; MCCULLOCH, 2007).

será utilizada neste trabalho para testar o inversor desenvolvido e relatado nesta dissertação de mestrado.

2.1.2 Máquinas com alta velocidade e elevado números de polos

Tendo em vista que a potência mecânica P_{mec} é proporcional à velocidade mecânica ω_m , Equação 1, o aumento da velocidade mecânica implica em redução do torque para manter a mesma potência. E, como o volume da máquina elétrica é proporcional ao conjugado, é possível ter uma máquina de menor volume e massa se a máquina operar com velocidades elevadas.

$$P_{mec} = T_{em}\omega_m \quad (1)$$

A máquina elétrica é dita de alta velocidade quando a velocidade mecânica está entre 10.000 rpm e 15.000 rpm. Porém, alguns conceitos de máquinas com velocidades superiores já são encontrados na literatura (LÓPEZ *et al.*, 2019). A operação com elevadas velocidades implica em uma série de desafios tecnológicos a serem superados para obter um comportamento mecânico satisfatório.

A redução de peso também melhora a eficiência e autonomia do veículo, o que é um ponto crítico na área de veículos elétricos. Seguindo essa tendência, a Toyota dobrou sua velocidade mecânica de acionamento da segunda geração do PMSM para a terceira geração do Prius, ou seja, de 6000 rpm lançado em 2004 foi para 13900 rpm em 2010, com ambas as máquinas possuindo a mesma potência nominal de 50 kW. Ambas as máquinas são de 8 polos com frequência fundamental de 400 Hz e 926 Hz, respectivamente.

A fabricante Volkswagen possui seus modelos e-Up e e-Golf com motores PMSM trifásicos com 10 polos e velocidade máxima de 10000 e 12000 rpm, respectivamente. A frequência fundamental de operação do e-Up é de 834 Hz enquanto o e-Golf possui uma frequência fundamental de 1.000 Hz (JELDEN *et al.*, 2014). Em ambos os casos a frequência portadora é de 10 kHz. Conforme (LÓPEZ *et al.*, 2019; EVSPECIFICATIONS,

2021), esta tendência também está sendo seguida por outros fabricantes como a Chevrolet. O Chevrolet Volt atinge uma velocidade máxima de 8.810 rpm, enquanto o seu antecessor, o Chevrolet Spark, atingia uma velocidade máxima de 4.500 rpm. A fabricante BMW anunciou para 2022 seus modelos i4 M50 e a BMW i4 eDrive40, com velocidade máxima de 17000 rpm.

Além da velocidade de rotação mecânica, o número de polos também tem influência sobre a frequência elétrica. Neste contexto, quando o intuito do projeto da máquina é reduzir massa total ou momento de inércia do rotor, o projeto aponta para o desenvolvimento de máquina com elevado número de polos, pois é possível reduzir o volume de material ferromagnético das culatras. Como consequência da velocidade mecânica elevada e o desenvolvimento da máquina com elevado número de polos, a frequência fundamental elétrica f_e que precisam ser aplicadas pelo inversor é mais alta. A Equação 2 descreve a relação da f_e com o número de polos p e a ω_m .

$$f_e = \frac{1}{2\pi} \frac{p}{2} \omega_m \quad (2)$$

Operação com frequências fundamentais elevadas pode ter consequência no controle discreto da máquina pelo inversor. Entre eles a falta de sincronização entre a medida dos parâmetros elétricos e mecânicos, que é exigido pelo controlador de torque em cada período de controle. Os principais parâmetros são a correntes do estator, posição e velocidade do rotor. Outro problema que se evidencia ao operar com elevadas frequências é o atrasos de controle produzido pelos reguladores digitais (LÓPEZ *et al.*, 2019; SEPULCHRE; FADEL; PIETRZAK-DAVID, 2016).

Dentre as abordagens mais eficazes que podem ser seguidas a fim de lidar com problemas de controle de alta velocidade, LÓPEZ *et al.* (2019) descreve as seguintes soluções:

- incluir controle para compensação de atraso oriundo do tempo de resposta dos controladores PI que podem ser corrigidos adiantando a fase do ângulo elétrico θ_m utilizado para o controle. Este ângulo corrigido θ'_m pode ser obtido através da Equação 3 (SEPULCHRE; FADEL; PIETRZAK-DAVID, 2016).

$$\theta'_m = \theta_m + \frac{3}{2} \frac{p}{2} \omega_m T_{cont} \quad (3)$$

onde, T_{cont} é o tempo de resposta do controle.

- aumentar a frequência de portadora f_p para reduzir a razão entre a frequência fundamental e a amostragem. Isso melhora tanto o torque quanto a regulação de enfraquecimento de campo (LÓPEZ *et al.*, 2019).
- normalmente, um observador de velocidade e posição é discretizado para o processador digital por meio de aproximações de Euler ou Tustin. Uma das características destas

abordagem é que a frequência de amostragem deve ser de pelo menos 10-20 vezes superior à frequência fundamental máxima desejada (ROCHA, 2021). De acordo com o Teorema de Nyquist, são necessário no mínimo dois pontos para se reconstruir uma forma de onda com uma determinada frequência. Isso leva a necessidade do aumento da frequência de chaveamento do inversor de potência a fim de aumentar a razão de frequência de amostragem para a fundamental e melhorar o torque e a regulação de enfraquecimento de campo. Portanto, para exemplificar, a máxima frequência de chaveamento $f_s = 100$ kHz pode garantir um observador implementado em tempo discreto de maneira adequada, com um valor 20 vezes menor que a frequência de amostragem, ou seja, uma década abaixo da frequência de Nyquist (ROCHA, 2021). Logo, com $f_s = 100$ kHz pode-se implementar de forma efetiva um observador com frequência máxima de 5 kHz.

o aumento na frequência de chaveamento tem uma significativa consequência na tecnologia do inversor, especialmente na etapa de potência do conversor, ou seja, nas chaves estáticas de potência e seus drives de acionamento, na placa de controle e na leitura dos sinais utilizados para o controle em malha fechada.

2.2 Máquinas e Inversores Multifásicos

Um sistema é dito multifásico quando o número de fases é maior do que três. O número de fases é definido pelo arranjo de agrupamento das bobinas que forma um sistema equilibrado.

Embora as máquinas trifásicas tornaram-se o padrão para sistemas de propulsão de veículos de peso leve e médio, abordagens multifásicas são geralmente usadas em aplicações de veículos pesados, aviação e naval.

Comparado com os sistemas de acionamento trifásico, as máquinas multifásicas oferecem as seguintes vantagens (LIU; LI; ZHENG, 2018; SCUILLER; CHARPENTIER; SEMAIL, 2010):

- inversores de alta potência podem ser obtidos utilizando chaves estáticas de baixa potência. Isso é de suma importância em aplicações que necessitam de alta potência e a capacidade de corrente e/ou tensão pode ultrapassar o limite das atuais tecnologias de chaves estáticas. Considerando a mesma potência entregue a carga, o aumento do número de fases no conjunto máquina inversor reduz a corrente sobre cada uma das fases do sistema. Como consequência, é possível diminuir o estresse térmico que pode ocorrer sobre as chaves estáticas do inversor;
- é possível reduzir a oscilação da amplitude do torque e aumentar a frequência das ondulações no torque. O aumento do número de fases aumenta a ordem harmônica da

força magnetomotriz responsável por gerar a ondulação, enquanto a amplitude diminui. Desta forma, ondulações de torque podem ser substancialmente reduzidas.

- as máquinas multifásicas possuem maior capacidade de tolerância a falhas quando comparadas a sistemas trifásicos. Esta característica é um dos principais aspectos de destaque na aplicação multifásica em que é essencial confiabilidade e redundância. Como exemplo, pode-se citar a aplicação na aviação em que sistemas redundantes são utilizados para garantir o funcionamento mesmo sob uma ou mais falhas. Incluindo a implementação de estratégias de controle que minimizam os efeitos pela perda de uma ou mais fases devido a um circuito aberto e/ou em curto na máquina e ou no inversor. Com controles adequados é possível minimizar a pulsação do torque na máquina com uma ou mais fases em falha ou reduzir as perdas (PARSA, 2005);
- o número de graus de liberdade para um sistema de acionamento é igual ao número de fases do estator independentes da máquina. Em máquinas elétricas com distribuição espacial retangular do campo magnético no entreferro existe um ganho para o conjugado eletromagnético em função do aumento do número de fases. Por exemplo, o fluxo no entreferro de máquinas multifásicas com enrolamentos concentrados pode ser otimizado ao injetar harmônicos de corrente de baixa ordem, o que melhoraria a utilização do ferro e a densidade de potência.

As tecnologias multifásicas foram impulsionadas inicialmente nos anos de 1960 para reduzir a ondulação de torque em máquinas de indução. Na década de 80 foram utilizadas para aumentar a confiabilidade e tolerância a falhas. Apesar do interesse da comunidade científica em novas pesquisas, a dificuldade de controle restringiu o desenvolvimento desta tecnologia (LIU; LI; ZHENG, 2018).

Já em 1990, impulsionado pelo desenvolvimento de tecnologias como componentes eletrônicos de potência e microcontroladores, os primeiros inversores de frequência multifásico foram propostos. Isso impulsionou significativamente o desenvolvimento de sistemas com múltiplas fases.

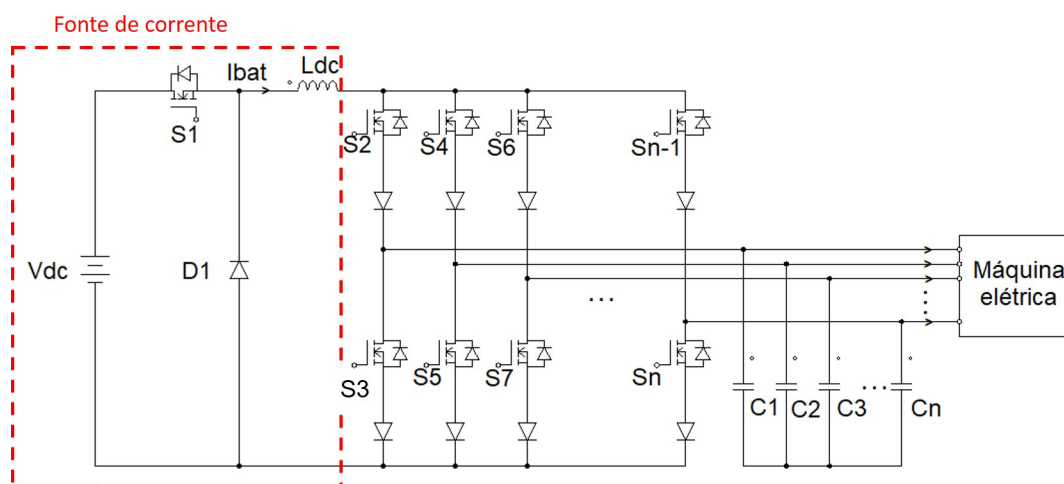
O princípio de controle dos inversores multifásicos é semelhante ao de inversores trifásicos. Entre os principais algoritmos de controle LIU; LI; ZHENG (2018) descreveram que estas técnicas podem ser divididas em três categorias: Controle de Campo Orientado (FOC), Controle de Torque Direto (DTC) e Controle baseado em Modelo Preditivo (MPC).

No contexto de inversores para aplicação em EVs e HEVs pode-se utilizar diversas topologias de inversores, podendo ser classificados com base nos tipos de fonte de potência e ligação das bobinas.

A topologia de inversor com fonte de corrente (CSI) apresentado na Figura 8, utiliza um indutor para armazenamento de energia no barramento de potência. A corrente no barramento de potência é produzida por um regulador na entrada e em seguida filtrada

por uma indutância no barramento de potência. Para evitar picos de tensão devido à rápida variação de corrente do motor, um filtro capacitivo é inserido na saída. A topologia CSI oferece algumas vantagens para aplicações em veículos elétricos, tais como: não necessita de diodos antiparalelos nas chaves, possui uma característica natural de proteção contra curto-circuito, fornece tensão senoidal ao motor ocasionado pelo efeito dos filtros de saída, a tensão de saída pode assumir um valor maior do que a tensão da fonte para fazer o motor operar em velocidades mais altas, e baixas taxas de distorção harmônica da corrente (SAVI *et al.*, 2020; Fernandez Palomeque; Romeral Martinez; SALA, 2016). A desvantagem desta topologia é que esta arquitetura possui resposta dinâmica mais lenta, quando comparado a inversores VSI com a mesma tensão e frequência de chaveamento. Esta desvantagem é caracterizada pelo indutor e filtro que limitam a taxa de variação da corrente. Outra desvantagem significativa para inversores de alta potência é as perdas sobre os dois diodos em série nos braços de potência. A segunda desvantagem ocasionada pela presença do diodo é limitar a regeneração de corrente sendo necessário incluir um conversor de tensão DC-DC em paralelo com a carga para possibilitar operação em modo de frenagem regenerativa (Fernandez Palomeque; Romeral Martinez; SALA, 2016).

Figura 8 – Topologia de inversor CSI multifásico.

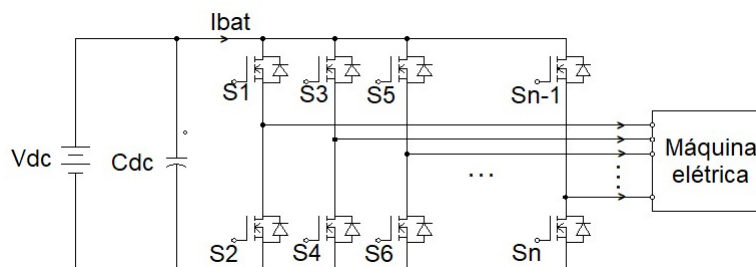


Fonte: Adaptado de (SAVI *et al.*, 2020).

Segundo (Fernandez Palomeque; Romeral Martinez; SALA, 2016; SAVI *et al.*, 2020), o inversor VSI é a topologia que mais vêm sendo utilizada por fabricantes de veículos elétricos. Entre as topologias abordadas, a topologia apresentada na Figura 9 possui os braços de potência compostos por duas chaves estáticas, identificadas como S_n , que podem ser IGBTs ou MOSFETs, e um capacitor C_{dc} em paralelo com a fonte de tensão V_{dc} (baterias) (LÓPEZ *et al.*, 2019). Uma vantagem significativa dessa topologia é a capacidade de operação em modo regenerativo sem a necessidade de inserção de novos elementos. Entre os modelos de inversores comerciais, (REIMERS *et al.*, 2019) destaca alguns modelos de veículos que utilizam a topologia VSI: Chevrolet Volt 2016, Toyota Prius 2016, Nissan

LEAF 2012, Tesla Model S, entre outros.

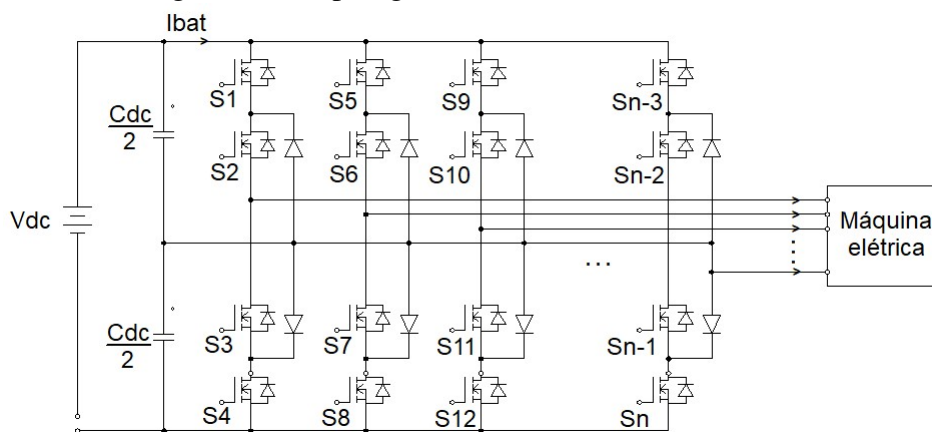
Figura 9 – Topologia de inversor VSI multifásico.



Fonte: Adaptado de (SAVI *et al.*, 2020).

Inversores com ponto neutro grampeado (NPC) apresentado na Figura 10 usam três níveis de tensão em vez de dois para a síntese da forma de onda na saída. O nível de tensão é gerado através do ponto neutro conectando dois capacitores em paralelo com o barramento de tensão. No braço de potência cada chave presente em uma topologia VSI de dois níveis é substituída por duas chaves estáticas idênticas ligadas em série. Um diodo é conectado entre as duas chaves e o ponto médio da fonte de tensão. A principal vantagem dessa topologia é o aumento da eficiência em frequências de chaveamento mais altas devido às diferenças de tensão mais baixas para cada transiente de chaveamento. O maior número de elementos para comutação, quando comparado ao inversor VSI de dois níveis, constitui a sua principal desvantagem.

Figura 10 – Topologia de inversor NPC multifásico.



Fonte: Adaptado de (SAVI *et al.*, 2020).

Devido a aplicação mais ampla da topologia VSI de dois níveis, todas as topologias de conversores discutidos nas próximas seções pertencem a este tipo.

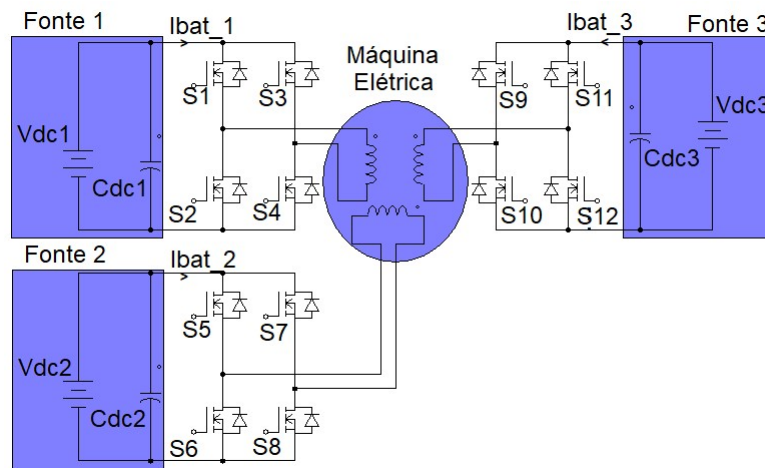
Em estruturas multifásicas é possível classificar a configuração em termos da ligação das bobinas da máquina com o inversor. Uma das topologias é com as bobinas independentes entre si e sem ponto neutro, podendo a alimentação ser realizada somente com uma fonte de tensão, ou com fontes de tensão independentes. Outra topologia é aquela na qual

se tem conexão da bobina com o inversor em apenas um ponto, podendo o sistema conter um número variado de pontos neutros. Se houver múltiplos pontos neutros, a ligação é designada por muitos autores como multiestrela.

2.2.1 Topologias com bobinas independentes

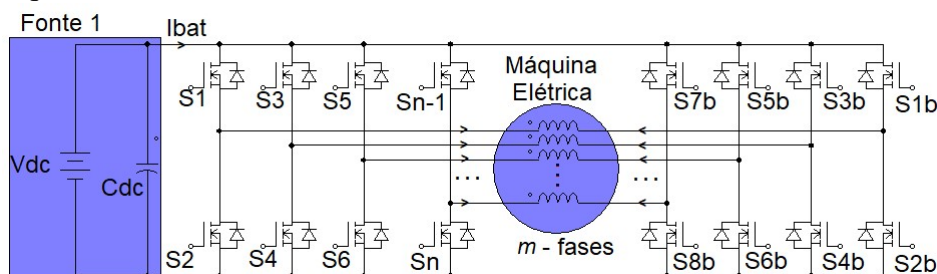
Topologia com bobinas independentes significa que ambas as extremidades dos enrolamentos do motor estão acessíveis e conectados ao inversor. A topologia convencional de enrolamento aberto possui as bobinas independentes, acionado por conversores em ponte H. Pode-se ainda ter configurações com fontes de tensão independente para cada fase, fonte única ou duas fontes conforme mostrado nas figuras 11, 12 e 13, respectivamente (CAO *et al.*, 2012)(LIU; LI; ZHENG, 2018).

Figura 11 – Topologia com bobinas independentes e com fonte de energia independente para uma máquina trifásica.



Fonte: Adaptado de (LIU; LI; ZHENG, 2018).

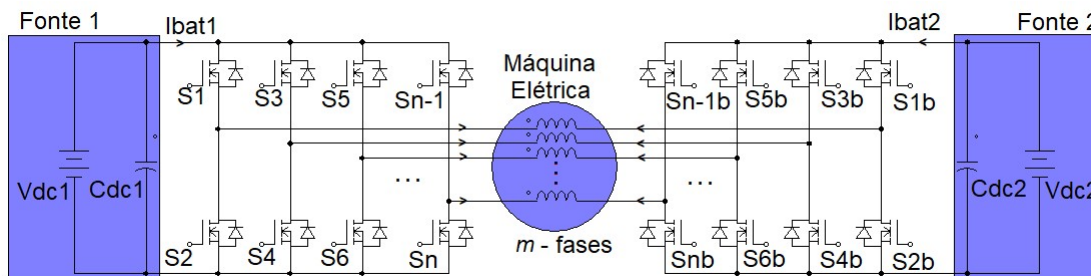
Figura 12 – Topologia com bobinas independentes com uma única fonte de energia para uma máquina de m -fases.



Fonte: Adaptado de (LIU; LI; ZHENG, 2018).

No tocante ao uso da ligação com fontes independentes, como a mostrada na Figura 11, a principal vantagem é o maior grau de liberdade para controle de tensões e corrente na máquina, em especial para operação em uma eventual ocorrência de falha em algum

Figura 13 – Topologia com bobinas independentes com duas fontes de energia para m -fases.



Fonte: Adaptado de (LIU; LI; ZHENG, 2018).

elemento, seja na fonte, no conversor, ou na máquina. Portanto, esta configuração confere ao sistema a característica de ser mais tolerante a falhas quando comparado a um sistema convencional de fonte única com bobinas interconectadas. Nesta topologia de ligação, quando a falha ocorre em uma fonte, em um dos braços de potência do inversor ou no enrolamento do estator, as outras fases não são afetadas.

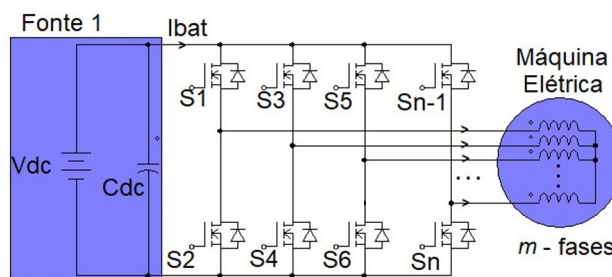
Na configuração de fonte única apresentado na Figura 12, a corrente de sequência zero pode ser muito grande, mesmo com uma tensão de modo comum baixa. Como consequência ocorrem perdas adicionais nos enrolamentos da máquina. Inúmeras metodologias de modulação PWM foram propostas para suprimir a corrente de sequência zero; no entanto, esses métodos geralmente reduzem a utilização do barramento de tensão. Na topologia com fonte de tensão dupla, como da Figura 13, as correntes de sequência zero não circulam. Outra característica da topologia é que as tensões de saída podem ser definidas em até três níveis (LIU; LI; ZHENG, 2018).

Apesar das vantagens descritas, a topologia com bobinas independentes requer pelo menos quatro chaves estáticas ativas por fase e, por conta disso, o alto custo desta configuração impede sua ampla utilização (LIU; LI; ZHENG, 2018).

2.2.2 Topologia com ligação unilateral das bobinas com o inversor

Nas topologias com ligação unilateral das bobinas com o inversor apenas uma extremidade do enrolamento da armadura da máquina é conectada ao conversor, enquanto a outra extremidade é geralmente conectada a um grupo de fases formando uma ligação estrela. Comparado com a topologia com bobinas independentes, a tolerância a falha é menor e a flexibilidade de controle também é limitada. No entanto, a topologia com ligação unilateral simplifica significativamente o circuito e o controle da máquina. A topologia com ligação unilateral das bobinas com o inversor pode ter duas diferentes configurações, que são: uma única estrela e multiestrela. A mais popular, devido aos graus de liberdade redundantes e à simplicidade, é a configuração com apenas uma estrela, ou seja todas as bobinas do estator possuem o lado oposto ao que é ligado ao inversor conectadas a um único ponto para a conexão conforme a Figura 14.

Figura 14 – Topologia com ligação unilateral das bobinas com o inversor multifásico e apenas um ponto de neutro.



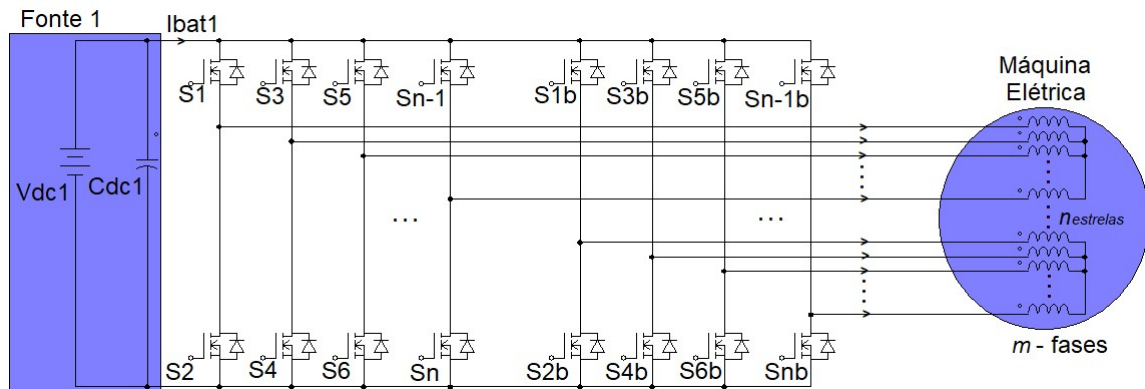
Fonte: Adaptado de (LIU; LI; ZHENG, 2018).

Diferentes grupos de enrolamentos do estator podem também ser conectados separadamente a pontos neutros isolados, conforme mostrado na Figura 15. Esta topologia, denominada de multiestrela, pode ter um número inteiro e maior ou igual a 1 de estrelas isoladas ($n_{estrelas}$). Um exemplo de 12 fases é apresentado por (SALA *et al.*, 2021), onde quatro grupos de enrolamentos trifásicos são conectados separadamente. Em outro trabalho, por exemplo, PIEPENBREIER *et al.* (2018) apresentam uma topologia de 9 fases com três grupos de enrolamentos trifásicos conectados separadamente. Considerando os aspectos de controle, ao comparar a ligação multifásica às topologias multiestrela, a última requer menos recursos de processamento (SALA *et al.*, 2021) e permite a implementação de métodos de controle consolidados com base em sistemas trifásicos (BENNETT *et al.*, 2012).

As aplicações multiestrela são especialmente aplicadas em máquinas elétricas com potências elevadas (SCUILLER; CHARPENTIER; SEMAIL, 2010; SALA *et al.*, 2021; PIEPENBREIER *et al.*, 2018). Alguns trabalhos apresentam topologias de acionamento multiestrela aplicado a máquinas síncronas de ímãs permanentes, por exemplo, com 3 e 4 estrelas trifásicas em PIEPENBREIER *et al.* (2018) e SALA *et al.* (2021), respectivamente. Por outro lado, também é possível usar máquinas multifásicas multiestrela, ou seja, máquinas com mais de três fases e mais de uma estrela isolada. No trabalho de KUANG *et al.* (2018) é apresentado um sistema multiestrela com três estrelas de cinco fases assimétrica, no entanto, sem resultados experimentais.

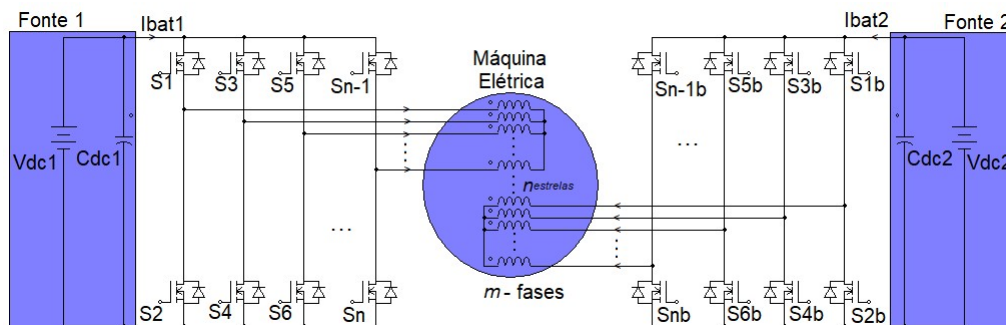
Adicionalmente, semelhante à topologia com bobinas independentes, no sistema multiestrela também é possível utilizar fonte independente para cada uma das estrelas isoladas, conforme ilustra a Figura 16. Com essa configuração é possível aumentar a tolerância a falhas do sistema, uma vez que a máquina pode ser mantida em operação mesmo com falha em um determinado número de fases (seja da máquina ou dos braços de potência do inversor) de uma ou mais estrelas, ou com falha em uma das fontes.

Figura 15 – Topologia com ligação unilateral das bobinas com o inversor multifásico multiestrela e fonte única.



Fonte: Adaptado de (LIU; LI; ZHENG, 2018).

Figura 16 – Topologia com ligação unilateral das bobinas com o inversor multifásico multiestrela e fonte independente.

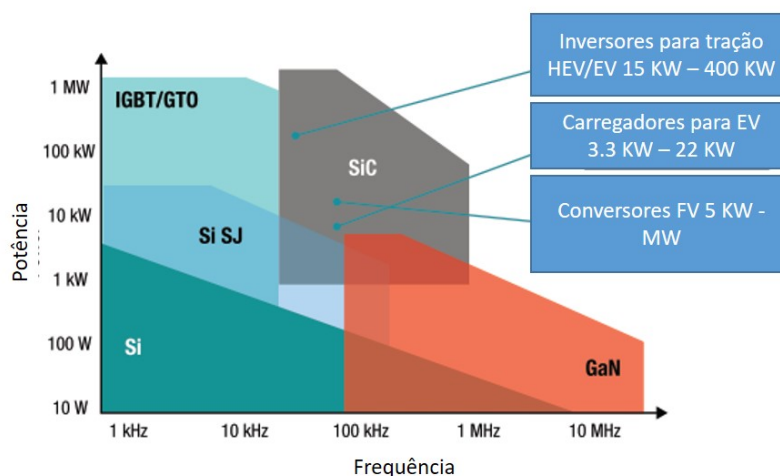


Fonte: Elaborado pelo autor.

2.3 Inversores de Frequência com Tecnologia de *Wide Band Gap* para Aplicações Automotivas

Conforme ZHANG *et al.* (2019), a necessidade de aumentar a eficiência, densidade de potência e frequência de chaveamento não atendida com os conversores tradicionais que utilizam chaves de potência com a tecnologia de silício somente. Em função disso, chaves de potência com tecnologia de *Wide Bandgap* como o Carbeto de Silício (SiC) e o Nitreto de Gálio (GaN) vêm sendo utilizadas. A energia no *gap* de banda nas chaves SiC e GaN significa que leva aproximadamente 3 vezes mais energia para mover os elétrons da banda de valência para a banda de condução, resultando em um material que se comporta mais como um isolante e menos como um condutor. Isso permite o aumento em até 10 vezes da tensão de ruptura em relação a componentes similares de silício. Este aumento da tensão de ruptura permite reduzir a espessura do dispositivo, resultando em uma redução da resistência interna e um aumento da capacidade de condução da corrente (ZHANG *et al.*, 2019; ONSEMICONDUCTORS, 2018; Texas Instruments, 2019). Aplicações de tração elétrica em HEV, EV, motores industriais e inversores solares possuem potência que variam de kW até MW. Os IGBTs de silício e os SiC MOSFETs podem operar com potências semelhante, mas se diferenciam na frequência de chaveamento, como pode ser observado na Figura 17.

Figura 17 – Aplicação das chaves de potência baseado na potência e frequência de operação.



Fonte: Adaptado de (Texas Instruments, 2019).

Em (TIWARI; MIDTGARD; UNDELAND, 2016), foram comparadas as perdas de um inversor que utiliza chaves SiC MOSFET e Si IGBT em uma topologia de inversor VSI trifásica. A análise mostra que SiC MOSFET supera Si IGBT em todas as faixas de frequência de operação. Com capacidade de operar com maior frequência e temperatura, as vantagens do SiC são relevantes. Outro aspecto relevante para a aplicação automotiva é

que a eficiência é quase independente da temperatura de operação, embora haja uma forte dependência da temperatura no Si IGBT.

Em 2016 a Toyota apresentou um protótipo de inversor com chaves SiC MOSFET para o automóvel Prius. Segundo relatos, obteve-se um aumento de 5% na eficiência (TAKAOKI OGAWA ATSUSHI TANIDA, 2016). A Mitsubishi Electric desenvolveu um protótipo com tecnologia SiC MOSFET e densidade de potência de 86 kVA/L (YANO *et al.*, 2017). Recentemente a Tesla anunciou que está utilizando no Tesla Model 3 um inversor trifásico com chaves SiC MOSFET da electronics (REIMERS *et al.*, 2019). A nova geração de inversores da Bosch anunciou um salto tecnológico no trem de força dos veículos elétricos ao utilizar a tecnologia de SiC MOSFETs, destacando, eficiência de até 99%, densidade de potência de 54 kW/L, 200 % maior que as versões anteriores e tensão de operação de 800 V (BOSCH, 2021). Destaca-se que o aumento da razão entre potência e volume permite desenvolver conversores estáticos compactos, o que representa um aspecto importante para diversos veículos elétricos. A General Motors anunciou recentemente a parceria com a fabricante de componentes *Wolfspeed* para o uso de chaves SiC MOSFET em seus veículos de alto desempenho (WOLFSPEED, 2021). A busca pela tecnologia SiC MOSFET por parte de importantes fabricantes de inversores e de grandes montadoras do setor automotivo demonstra a importância desta tecnologia.

2.3.1 Características das chaves SiC MOSFET

2.3.1.1 Transcondutância

As chaves de potência operam em corte ou saturação em inversores e a transição entre um estado e outro precisa ser a mais rápida possível para reduzir as perdas por chaveamento e para operar com frequências de chaveamento elevadas (WANG, 2018). Quando a tensão entre o terminal de porta e da fonte, denominada V_{gs} , está abaixo da tensão limiar V_{th} , a chave está em estado de corte e a corrente de dreno I_d é zero. Já o estado de saturação é quando a chave está totalmente conduzindo. Isso ocorre quando a tensão V_{gs} é bem maior que V_{th} (3 V para o SCT50N120). Nesta condição, a corrente de dreno I_d é máxima e a resistência entre dreno e fonte R_{DSon} fica próxima do valor mínimo (ONSEMICONDUCTORS, 2018).

A transcondutância g_m é a razão entre a variação da corrente no dreno e a variação da tensão entre a porta e a fonte, conforme a Equação 4 (ONSEMICONDUCTORS, 2018).

$$g_m = \frac{\Delta I_d}{\Delta V_{gs}} \quad (4)$$

De acordo com ONSEMICONDUCTORS (2018), as chaves SiC MOSFET não possuem uma transição abrupta entre o modo de condução linear e de saturação. Logo, não apresentam uma variação significativa de I_d para uma pequena variação de V_{gs} . Por este motivo, as chaves SiC MOSFET são considerados elementos de baixo ganho g_m . A forma

para obter uma variação abrupta na corrente do *dreno* é aplicar uma tensão V_{gs} elevada, conforme pode ser definido pela Equação 5.

$$I_d = g_m(V_{gs} - V_{th}) \quad (5)$$

Quando a tensão V_{gs} é muito baixa, pode ocorrer um estresse térmico e possível falha devido ao elevado R_{DSon} . O baixo g_m impacta diretamente nas características dinâmicas, o que tem influencia no projeto do circuito de acionamento da porta do SiC MOSFET (ONSEMICONDUCTORS, 2018).

2.3.1.2 Resistência entre dreno e fonte no estado de condução

A resistência entre dreno e fonte no estado de condução denominada R_{DSon} é dependente da temperatura de junção T_j e de vários elementos resistivos intrínsecos ao dispositivo. Segundo ONSEMICONDUCTORS (2018), as mais notáveis são a resistência do canal (R_{ch}), a resistência do transistor de efeito de campo (JFET) (R_j) e a resistência da região de deriva (R_{deriv}). A resistência de canal possui um coeficiente de temperatura negativa (NTC) e define o R_{DSon} quando a tensão V_{gs} está geralmente abaixo de 14 V. No entanto, a resistência R_j e R_{deriv} são dominantes em tensões V_{gs} acima de 18 V. Estas resistências possuem um coeficiente de temperatura positivo (PTC), que contribui para o balanceamento da corrente entre chaves ligadas em paralelo. Quando uma chave é submetida a um aumento de corrente, R_{DSon} aumenta e, em configuração de chaves do mesmo tipo operando em paralelo, tem-se uma homogeneização das correntes das chaves. Isso faz com que os demais MOSFETs ligados em paralelo assumam a corrente adicional até que ocorra o equilíbrio das correntes nas chaves. Se o coeficiente de temperatura fosse negativo, o resultado seria um aumento da corrente na chave que já está com sobrecarga, o que é indesejável, pois provocaria desequilíbrio entre chaves conectadas em paralelo. Por isso, a conexão em paralelo do MOSFETs só é recomendada quando V_{gs} garante uma operação com PTC, geralmente com tensão maior que 18 V (ONSEMICONDUCTORS, 2018).

Em INFINEON (2018) é demonstrado que a tensão $V_{gs} = +20$ V é a tensão ideal que garante uma saturação completa e menor queda de tensão V_{ds} durante a condução. No entanto, o uso de tensões maiores não apresentam melhor performance do sistema, apenas geram perdas desnecessárias no chaveamento.

2.3.1.3 Resistência interna da porta

A resistência da porta é inversamente proporcional ao tamanho da chave em determinada tensão. Como o tamanho da chave SiC MOSFET é menor do que Si MOSFET, a resistência R_{GI} nos SiC MOSFETs é maior. Entretanto, a capacitância da porta denominada C_{iss} diminui em função do tamanho da chave ser menor. A diminuição da capacitância da porta diminui a carga necessária para o acionamento da chave (ONSEMI-

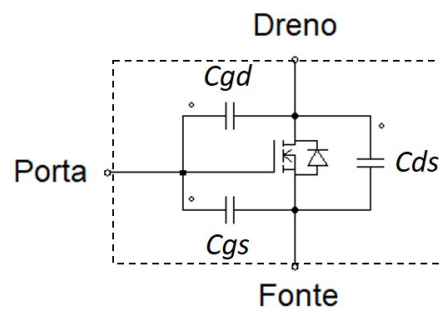
CONDUCTORS, 2018).

2.3.1.4 Carga da porta do MOSFET

A característica dinâmica de um MOSFET pode ser modelada com a presença de capacitores. A Figura 18 representa as diferentes capacitâncias de um MOSFET. A chave não entra em condução enquanto não é aplicado a tensão limiar V_{th} . Para atingir a tensão mínima V_{th} e criar um canal de condução é necessário carregar o capacitor da porta. Portanto o tempo de acionamento para colocar a chave em saturação ou bloqueio depende diretamente de uma quantidade de carga Q_g , ou mesmo, uma corrente em um determinado tempo para carregar as capacitâncias de entrada (Toshiba, 2018).

As capacitâncias de um MOSFET podem ser expressas como: capacitância entre a porta e dreno (C_{gd}), capacitância entre porta e fonte (C_{gs}) e outra capacitância entre dreno e fonte (C_{ds}). A capacitância de entrada da porta C_{iss} é dada pela Equação 6, enquanto a capacitância de saída C_{oss} é dada pela Equação 7 (ONSEMICONDUCTORS, 2018).

Figura 18 – Capacitâncias características nos MOSFETs.



Fonte: Adaptado de (ONSEMICONDUCTORS, 2018).

$$C_{iss} = C_{gd} + C_{gs} \quad (6)$$

$$C_{oss} = C_{ds} + C_{gd} \quad (7)$$

O efeito platô de *Miller* (Texas Instruments, 2019) para um SiC MOSFET ocorre com uma tensão V_{gs} maior e não é plano como seria esperado para um Si MOSFET. Logo, o V_{gs} não é constante e precisa ser maior para uma mesma carga Q_g necessária em um Si MOSFET. Essa é outra consequência decorrente da baixa transcondutância associado a chaves com tecnologia de Carbeto de Silício.

O uso de uma tensão negativa para desligar a chave ajuda a reduzir ainda mais as perdas de desligamento, uma vez que aumenta a queda de tensão V_{gs} entre a porta e a fonte (L. Abbatelli, C. Brusca, G. Catalisano, 2015). Conforme (L. Abbatelli, C. Brusca, G. Catalisano, 2015) para qualquer valor de resistência de porta, a energia diminui entre 35% e 40% quando a tensão para desligar a chave muda de 0 V para -5 V.

Uma segunda razão para utilizar tensão na porta negativa para o desligamento é a tensão limiar V_{th} menor em SiC MOSFETs (ONSEMICONDUCTORS, 2018; Texas Instruments, 2019). Como exemplo, o SiC MOSFET modelo SCT50N120 possui uma tensão de 0,8 V com a temperatura de junção em 150 °C (STMICROELECTRONICS, 2017). Para evitar acionamentos acidentais devido a ruídos espúrios ou tensões induzidas V_{gs} ocasionadas por elevadas taxas de variação de tensão (dV/dt), quase todos os modelo de SiC MOSFET exigem um V_{gs} mínimo entre -2 V e -5 V para garantir o bloqueio da chave estática (ONSEMICONDUCTORS, 2018).

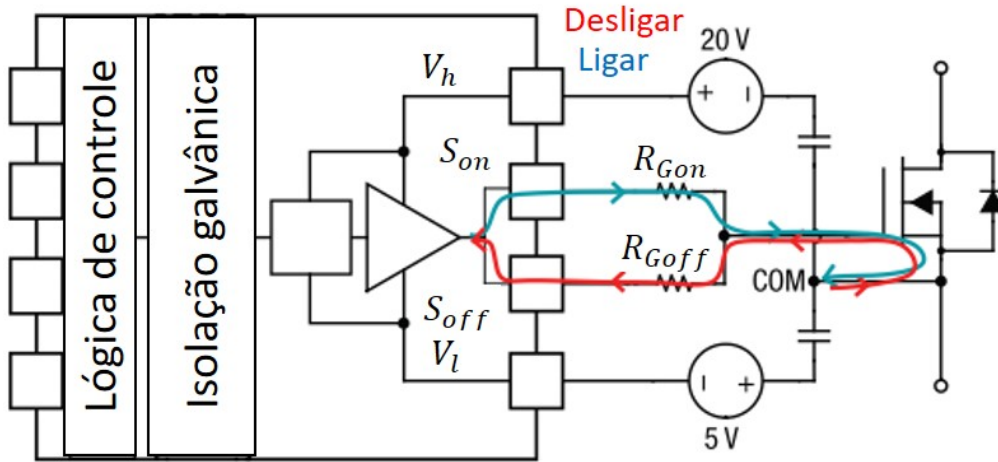
O circuito de acionamento para um SiC MOSFET é similar ao Si MOSFET, exceto pelo valor das tensões V_{gs} que no SiC MOSFET geralmente devem ser na ordem de +20 V e -5 V para garantir o estado de condução e bloqueio, respectivamente (ONSEMICONDUCTORS, 2018; L. Abbatelli, C. Brusca, G. Catalisano, 2015). Para minimizar as perdas de chaveamento, é importante aplicar corrente na porta capaz de carregar o mais rápido possível o capacitor de entrada.

A corrente de pico na porta (\hat{I}_g) pode ser expressa pela Equação 8. Seu comportamento é inversamente proporcional ao tempo de acionamento Δt e proporcional a variação de tensão entre a porta e a fonte do MOSFET ΔV_{gs} . Como exemplo para tensões V_{gs} +20 V e -5 V a variação de tensão ΔV_{gs} é de 25 V (ONSEMICONDUCTORS, 2018).

$$\hat{I}_g = \frac{(C_{gs} + C_{gd})\Delta V_{gs}}{\Delta t} \quad (8)$$

O circuito de acionamento das chaves de potência controla a corrente no terminal da porta de uma chave SiC MOSFET para ligá-lo e desligá-lo. A Figura 19 apresenta o circuito de acionamento típico de uma chave de potência. A velocidade do dispositivo de comutação de energia depende da corrente na porta I_g . É comum inserir um resistor externo $R_{G_{off}}$ e $R_{G_{on}}$ para controlar a velocidade do transiente de tensão (dv/dt) e o transiente de corrente (di/dt) do dispositivo, para limitar ruído e perdas de comutação. Para dispositivos de energia, o tempo de subida, o tempo de queda e os atrasos entre a ativação e a desativação são geralmente diferentes e, portanto, requerem consideração separada (Texas Instruments, 2019). Por exemplo, um di/dt no desligamento pode resultar em um grande surto de tensão, portanto, é benéfico reduzir a velocidade de chaveamento. No entanto, durante a ativação, é melhor alternar rapidamente diminuindo o resistor, a fim de reduzir as perdas de comutação. Um circuito de acionamento com saídas independentes conforme a Figura 19 tem diferentes caminhos da corrente na porta para ativação e desativação. Ter uma resistência de gate $R_{G_{off}}$ inferior no desligamento é benéfico para SiC MOSFETs, pois evita a ativação falsa causada por comutação rápida e correntes de *Miller* (Texas Instruments, 2019). Assim, as saídas independentes S_{on} e S_{off} são a melhor opção para controlar o dispositivo de energia de forma eficiente e segura.

Figura 19 – Circuito para acionamento da chave SiC MOSFET.



Fonte: Adaptado de (Texas Instruments, 2019).

2.3.1.5 Potência do drive de acionamento MOSFET

A energia consumida pelo circuito de acionamento da porta do MOSFET aumenta em proporção à sua frequência (Toshiba, 2018). Esta seção descreve o consumo de energia pelo circuito de acionamento da chave de potência da Figura 19.

A corrente na porta $i_{Gon}(t)$ e $i_{Goff}(t)$ ao longo do tempo para ligar e desligar a chave pode ser obtida pelas equações 14 e 15, onde V_h e V_l são +20 V e -5 V respectivamente.

$$i_{Gon}(t) = \frac{(V_h - V_{gs}(t))}{R_{Gon}} \quad (9)$$

$$i_{Goff}(t) = \frac{(V_l - V_{gs}(t))}{R_{Goff}} \quad (10)$$

A carga na porta Q_g pode ser obtida integrando a corrente utilizada para ligar e desligar a chave ao longo do tempo conforme a Equação 11.

$$Q_g(t) = \int i_{Gon}(t)dt + \int i_{Goff}(t)dt \quad (11)$$

A energia E consumida por evento de comutação é dada pela Equação 12.

$$E(t) = V_g Q_{gp} \quad (12)$$

onde, V_g é a diferença entre V_h e V_l (+20 V - (-5 V))= +25 V e Q_{gp} é a carga necessária para todo o ciclo. Esta carga é obtida a partir da folha de dados da chave utilizada.

O consumo médio de energia \bar{P}_g do circuito de acionamento na porta pode ser calculado multiplicando E pela frequência de comutação da chave f_{sw} conforme a Equação 13 (Toshiba, 2018).

$$\overline{P}_g = f_{sw} V_g Q_{gp} \quad (13)$$

O pico de corrente na comutação da chave de potência \hat{I}_{Gon} e \hat{I}_{Goff} para garantir o limite de corrente do circuito de acionamento é definido pelas equações 14 e 15 (Murata, 2018).

$$\hat{I}_{Gon} = \frac{V_g}{R_{Gon} + R_{ch}} \quad (14)$$

$$\hat{I}_{Goff} = \frac{V_g}{R_{Goff} + R_{ch}} \quad (15)$$

onde, R_{ch} é a resistência interna do MOSFET, R_{Gon} a resistência do circuito para acionar o MOSFET, R_{Goff} a resistência do circuito para desativar o MOSFET (Murata, 2018).

2.3.2 Proteções contra acionamento indesejado das chaves de potência

Um problema comum quando se faz uso de MOSFETs em inversores é o fenômeno de auto-ativação em um circuito de chaveamento de potência na configuração meia ponte, causado pela presença da capacitância intrínseca C_{gd} . Quando um MOSFET está desligado e a outra chave do mesmo braço de potência está sendo desligada, ocorre uma variação de tensão elevada ($dv_{ds}(t)/dt$) entre a fonte e o dreno do MOSFET oposto. Esta tensão gera uma corrente, denominada de corrente de Miller que flui através de C_{gd} do MOSFET. Como resultado, uma queda de tensão que ocorre sobre o resistor da porta eleva a tensão V_{gs} , o que pode gerar acionamentos indesejados nas chaves (ONSEMI-CONDUCTORS, 2018; Texas Instruments, 2019). A corrente de Miller é calculada pela Equação 16.

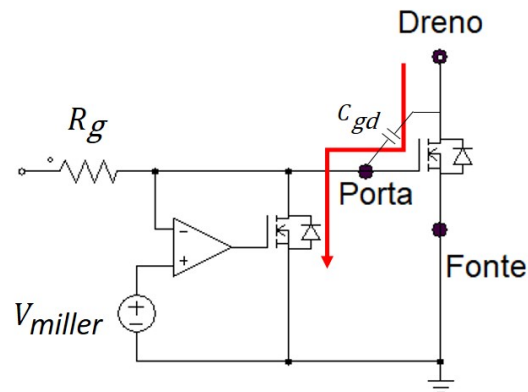
$$I_{miller}(t) = C_{gd} \frac{dv_{ds}(t)}{dt} \quad (16)$$

Para prevenir o acionamento indesejado, é implementado o circuito da Figura 20, esse circuito utiliza um comparador. Caso a tensão na porta fique abaixo de uma tensão limite pré-definida V_{miller} , o comparador ativa um MOSFET, provocando uma baixa impedância paralela ao resistor R_g suprimindo o aumento da tensão na porta causada pela presença da capacitância C_{gd} e do resistor da porta R_g (WANG, 2018).

2.3.3 Sobrecorrente e curto-circuito nas chaves de potência

Curto-circuito na chave de potência pode ocorrer por diversas razões, como: problemas no motor, sobrecarga e/ou funcionamento incorreto no controle. Conforme (Texas Instruments, 2018), curto-circuito é um dos problemas mais comuns em inversores. Chaves como SiC MOSFETs e Si IGBTs podem suportar um limite de corrente baseado em

Figura 20 – Circuito de proteção contra acionamento indesejado *Miller Clamp*.



Fonte: Adaptado de (WANG, 2018).

sua capacidade térmica. Por isso é importante utilizar circuitos de proteção que possibilitem detectar e desativar a chave de potência antes que ocorram danos a mesma.

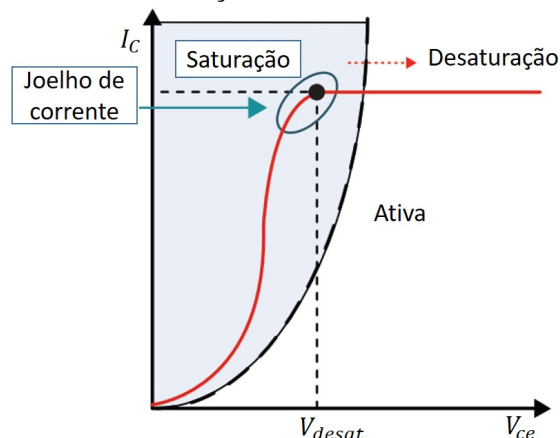
As diferenças entre os SiC MOSFETs e os Si IGBTs têm impacto direto no limite de corrente de curto-circuito e nos seus circuitos de proteção. Quando comparado com um Si IGBT com a mesma tensão de bloqueio e corrente nominal de condução, o SiC MOSFET possui uma área menor do encapsulamento, isso implica que o SiC MOSFET tem menor capacidade de dissipação térmica que o Si IGBT (Texas Instruments, 2019). Em uma condição de curto-circuito, o surto de corrente gera um aumento rápido da temperatura que pode danificar a chave se não existir capacidade de dissipação suficiente (Texas Instruments, 2018).

As características de carga em SiC MOSFET também são diferentes do IGBT. O IGBT normalmente opera na região de saturação quando ativo. O IGBT faz uma transição acentuada da região de saturação para a região ativa no joelho de corrente conforme pode ser observado na Figura 21, tornando a corrente de coletor autolimitada e independente da tensão entre coletor e emissor (Texas Instruments, 2019).

Os circuitos de proteção são projetados para detectar essa transição, monitorando o nível de tensão entre o coletor e emissor V_{ce} . O circuito mais popular é chamado de DESAT. Uma tensão V_{desat} pré definida é comparada com a tensão V_{ce} . Durante a operação normal, V_{desat} é maior que a tensão V_{ce} , no instante que $V_{ce} > V_{desat}$ o circuito desativa a chave.

Já o SiC MOSFET opera constantemente na região linear conforme observado na Figura 22. Durante o período em que a chave está ligada, e quando submetido a um curto-circuito entra na região de saturação. Diferente do IGBT, o SiC MOSFET tem uma região linear maior. A transição da região linear para a região de saturação ocorre em uma tensão V_{ds} significativamente maior. A corrente de dreno I_d na chave continua aumentando com o aumento de V_{ds} e isso aumenta a potência dissipada na chave, resultando em aquecimento. Esta característica torna a proteção contra curto-circuito para SiC MOS-

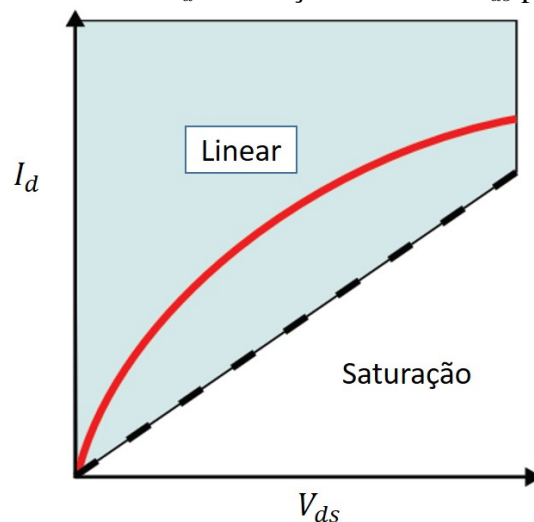
Figura 21 – Curva de corrente em função da tensão entre coletor e emissor para IGBTs.



Fonte: Adaptado de (Texas Instruments, 2019).

FET muito diferente do IGBT. A tensão de desaturação em IGBTs é tipicamente de 7 V à 10 V, já no MOSFET isso não é definido. O SiC MOSFET têm um tempo de resistência a correntes de curto-circuito mais curto e frequência de chaveamento maior. Portanto, o tempo de acionamento da proteção é crítico. Por isso, o circuito DESAT não é eficiente para SiC MOSFETS (Texas Instruments, 2018).

Figura 22 – Curva de corrente I_d em função da tensão V_{ds} para SiC MOSFETs.



Fonte: Adaptado de (Texas Instruments, 2019).

De acordo com (WANG, 2018), alguns circuitos possibilitam controlar esta corrente e desativar as chaves de potência, a Tabela 1 compara três topologias de circuito para o controle de sobre corrente e curto-circuito. O circuito DESAT é uma boa opção para IGBTs, no entanto, não é uma boa opção para SiC MOSFETs devido a transição da região linear para saturação não ser clara.

Uma forma mais adequada para detecção de sobrecorrente é a leitura da queda de tensão gerada sobre um resistor de baixo valor ôhmico, denominado de resistor *shunt*. A

desvantagem está relacionada à potência dissipada sobre o resistor. O monitoramento do resistor shunt é mais preciso e requer menos circuitos. Menos circuitos também significa que o tempo de resposta será mais rápido, o que é crítico para SiC MOSFETs (Texas Instruments, 2019). Para resolver o problema de perda de energia, algumas chaves SiC MOSFET possuem um pino denominado SENSE. O pino é um circuito divisor de corrente intrínscico a chave estática SiC MOSFET. Sua função é reduzir a potência dissipada no resistor *shunt*. Este método tem menos perda de potência do que as medições típicas do resistor de derivação e resulta em uma medição de corrente menos precisa se comparado com o método Resistor *Shunt*.

Tabela 1 – Análise comparativa de três métodos para controle de sobre corrente e curto-circuito.

Método	Desat	Resistor <i>Shunt</i>	Amostra de corrente
Tempo de resposta	Lento	Rápido	Lento
Perdas	Pode ser desconsiderada	Alto dependendo do resistor shunt selecionado	Baixo
Precisão	IGBT, Bom; SIC Mosfet, Médio	Alto, dependendo da precisão do shunt podendo chegar a 3% sem calibração e 1% com calibração	Médio, depende da incerteza do resistor selecionado
Custo	Médio	Baixo	Alto

Fonte: Adaptado de (Texas Instruments, 2018).

2.4 Considerações Finais do Capítulo

Este capítulo apresentou um estudo das principais topologias de máquinas elétricas e modelos que mais vem sendo utilizados em sistemas de tração para a mobilidade elétrica. Para os modelos mais utilizados suas vantagens e desvantagens frente aos demais modelos foram analisadas. Tendo como enfoque deste trabalho aplicações de alto desempenho, e com características necessárias como redundância e tolerância a falhas a Seção 2.1.1 apresentou o estado da arte das máquinas PMSM com topologia YASA.

As aplicações recentes de diversos fabricantes de veículos elétricos e da aviação utilizando máquinas com alta velocidade, elevado número de polos e sistemas multifásicos

caracterizaram a necessidade de novas topologias de inversores com o uso de chaves estáticas que utilizam a tecnologia *Wide Band Gap*. As chaves SiC MOSFETs possuem características distintas das Si MOSFETs e Si IGBTs e foram analisadas neste capítulo para o projeto do circuito de acionamento e cálculo da etapa de potência do inversor.

O uso de diferentes topologias de ligação das bobinas e a possibilidade de acionamento com uma ou mais fontes de tensão da etapa de potência demonstraram que é possível aumentar o nível de segurança do sistema quando há a necessidade de minimizar a oscilação de torque e manter a operação do sistema mesmo sob falha. Como exemplo de aplicação onde essas características são especialmente interessantes pode-se citar a aviação.

Assim, verifica-se que há diversas lacunas e aspectos importantes ainda não aprofundados à respeito do acionamento de máquinas multifásicas para aplicação veicular. Entre elas destaca-se o acionamento multifásico e multiestrela para máquinas com elevados números de polos e/ou operação com rotações elevadas.

3 PROJETO E DESENVOLVIMENTO DO INVERSOR

Este capítulo apresenta os principais aspectos do projeto e do desenvolvimento do inversor VSI multifásico proposto neste trabalho. Uma visão geral do inversor, que pode ser subdividido em 2 módulos, é apresentado na Figura 23.

Um dos módulos é denominado de "módulo de controle". Suas funções são: monitorar grandezas como correntes elétricas e velocidade do motor, realizar o processamento para cálculo de transformadas e controle aplicado ao motor sendo alimentado pelo inversor, gerar os sinais de comando para acionar as chaves de potência e comunicar o inversor com outros periféricos. Os periféricos podem ser, por exemplo, embarcados em veículos ou então interfaces como um supervisor no MATLAB para monitoramento e/ou alteração dos parâmetros no caso de estar utilizando o inversor como plataforma de ensaio para máquinas elétricas.

O segundo módulo do inversor é denominado de "módulo de potência". Este é composto por 16 placas de circuito impresso contendo elementos que compõem um braço inversor. Cada placa do módulo de potência é composta por duas chaves estáticas de potência, dois circuitos para acionamento das chaves de potência (um para cada chave), um circuito para leitura das correntes de fase, um circuito para a leitura da tensão do barramento, além de elementos de proteção e de alimentação dos circuitos integrados. Um único braço de potência por placa foi escolhido para tornar flexível as formas de ligação entre o inversor e o motor que está sendo acionado. A configuração mais comum é a que utiliza um braço para alimentar uma fase da máquina nas topologias com ligação unilateral das bobinas com o inversor. Desta forma, é possível alimentar uma máquina multifásica com até 15 fases (a placa excedente foi construída para ser utilizada em caso de falha em alguma placa do módulo de potência, ou seja, a placa 16 é sobressalente). Alternativamente, é possível alimentar máquinas multiestrela, seja nas topologias de bobinas independentes ou nas topologias com ligação unilateral das bobinas com o inversor.

O projeto possui as características elétricas descritas na Tabela 2. A corrente máxima do barramento de entrada foi limitada no protótipo a 269 A; no entanto, a corrente de entrada pode ser maior se o barramento de cobre for substituído por outro de maior capacidade. Adicionalmente, é importante destacar que as condições limite de tensão máxima

no barramento CC e corrente máxima por fase não serão avaliadas experimentalmente neste trabalho. Estes valores foram definidos levando em conta aspectos de projeto das placas do módulo de potência e especificações técnicas das chaves de potência utilizadas. Testes experimentais com limites elétricos de tensão máxima no barramento CC e corrente máxima não foram executados especialmente por restrições de condições para realização dos experimentos e pela necessidade de uma análise térmica, não abordada neste trabalho. Por outro lado, condições de operação que impõem frequência de moduladora e portadora definidas na Tabela 2 são avaliadas experimentalmente e são apresentadas no Capítulo 4.

Como o foco deste trabalho está no projeto e desenvolvimento do *hardware* do inversor, foi implementado controle escalar e modulação senoidal PWM (SPWM) para a realização dos testes apresentados nesta dissertação. Porém, o *hardware* desenvolvido e a capacidade de processamento do microcontrolador empregado no projeto permitem a posterior implementação de técnicas de controle como controle direto de torque, controle por orientação de campo e utilização de outros tipos de modulação vetorial espacial PWM (SVPWM).

Tabela 2 – Características do inversor multifásico desenvolvido.

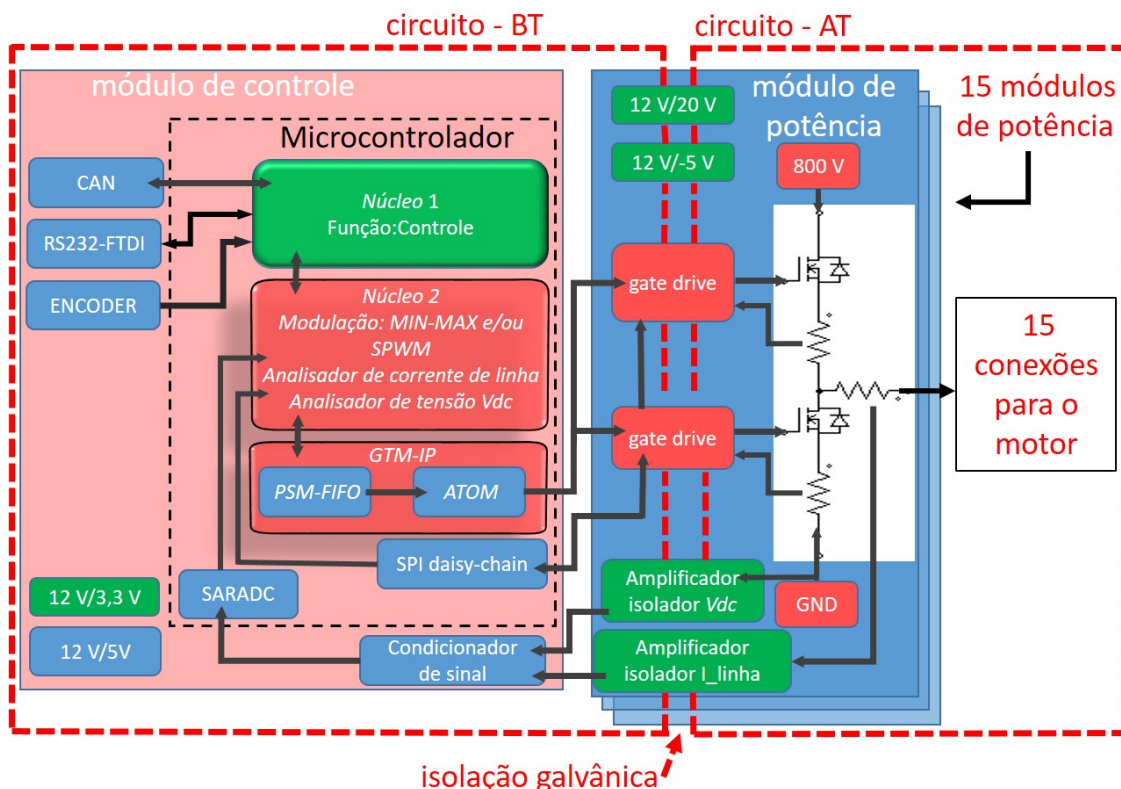
Característica	Valor
Número máximo de fases	15
Tensão máxima no barramento CC V_{dc} [V]	800
Corrente máxima do barramento de entrada V_{dc} [A]	269
Corrente máxima por fase [A]	65
Frequência máxima de moduladora [Hz]	1000
Frequência máxima de portadora [kHz]	100
Tipo de sensor para leitura de corrente de fases	resistor <i>shunt</i>
Leitura de tensão V_{dc} para compensação no controle	sim

Fonte: elaborado pelo autor.

Para detalhar o projeto desenvolvido, os circuitos foram divididos em baixa tensão (BT) e de alta tensão (AT). Os circuitos de baixa tensão compreendem todo o módulo de controle, além de partes do módulo de potência. Os circuitos que estão conectados ao barramento de potência (projetado para operar com tensões de barramento CC de até 800 V) são denominados como circuitos de alta tensão (AT). Os circuitos BT são isolados galvanicamente dos circuitos AT em todas as interfaces. Isolar o circuito AT do BT é essencial para garantia de segurança já que não há isolamento galvânica do módulo de controle com os periféricos que são ligados aos demais sistemas eletrônicos de um veículo.

Na Seção 3.1 são detalhados os principais aspectos de projeto do módulo de potência. Já o detalhamento do projeto do módulo de controle é apresentado na Seção 3.2. Ao final

Figura 23 – Estrutura simplificada do inversor multifásico.



Fonte: Elaborado pelo autor.

deste capítulo, na Seção 3.3 é apresentada a plataforma montada.

3.1 Módulo de Potência

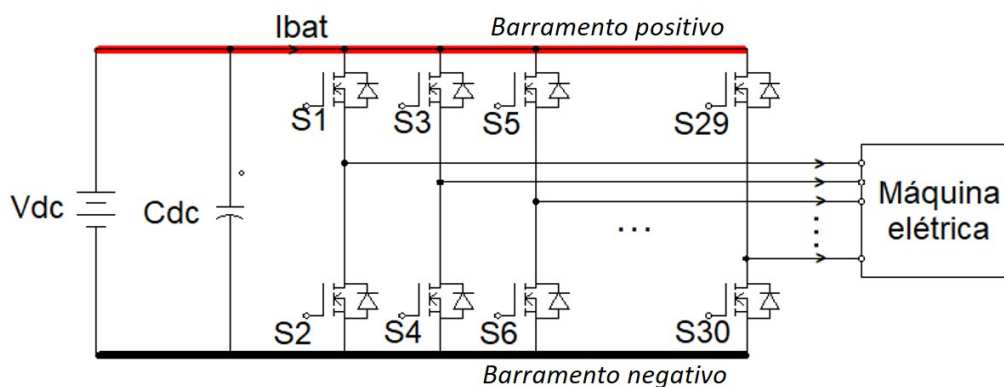
O módulo de potência contém o circuito de potência de um inversor do tipo fonte de tensão (VSI). A opção pela estrutura VSI se justifica: pela possibilidade de realizar regeneração de energia sem necessidade de adição de novas chaves estáticas (importante para aumentar o rendimento de aplicações veiculares), pela simplicidade do circuito de potência e pelo tipo de fonte disponível em veículos elétricos (fonte de tensão contínua com baterias), sendo necessário adicionar apenas o capacitor de barramento.

A representação do circuito de AT do módulo de potência desenvolvido neste projeto é mostrada na Figura 24. Cada um dos braços do inversor está fisicamente separado em placas independentes, conectadas através de terminais aos barramentos ("Barramento positivo" e "Barramento negativo") da fonte de tensão. Destaca-se que, embora não tenha sido testado experimentalmente, é possível através de reconexão física das placas e utilização de novos barramentos, realizar arranjos para alimentação com fontes independentes, como mostrado nas Subseções 2.2.1 e 2.2.2. O circuito de AT é composto por 30 chaves estáticas ativas, sendo que cada chave é comandada por um sinal identificado como S_n , onde o subscrito n identifica o número da chave. Cada par de chaves, conectadas entre os

terminais do barramento CC, com tensão V_{dc} , forma um braço inversor. O ponto médio entre as chaves estáticas ativas é conectado ao terminal de uma máquina elétrica.

É importante destacar que, com o inversor desenvolvido, é possível acionar os 15 braços do inversor de forma independente. Portanto, para usar todos os braços do inversor pode-se acionar, por exemplo, uma máquina multifásica de 15 fases, uma máquina trifásica de cinco estrelas independentes e uma máquina pentafásica com três estrelas independentes. Outras conexões sem utilizar todos os braços do inversor também são possíveis, como, por exemplo, máquinas com: três, cinco, sete, nove, onze, treze fases ou ainda uma máquina de sete fases de duas estrelas independentes. Deve-se notar que em topologias multiestrelas simétricas, os sistemas elétricos podem ser isolados e desfasados entre si por um ângulo $\theta_{estrela}$, que pode ser definido por $\theta_{estrela} = 360/(n_{estrela}m)$, onde $n_{estrela}$ é o número de estrelas no circuito e m é o número de fases.

Figura 24 – Topologia do inversor multifásico.



Fonte: Elaborado pelo autor.

O projeto considera a tensão V_{dc} máxima de 800 V. Esta tensão considera limites especificados pelo fabricante do SiC MOSFET utilizado no projeto e considerou os estudos realizados em GENG *et al.* (2013), onde o aumento da tensão do barramento contribuiu para o aumento da eficiência do inversor, redução do tamanho e do peso do sistema e, conseqüentemente, melhora da eficiência global do sistema de tração elétrica (HUANG *et al.*, 2017). Alguns sistemas de tração como da fabricante Volkswagen utilizam tensão no barramento CC entre 255 V e 480 V (JELDEN *et al.*, 2014). Entretanto, alguns fabricantes de motores para aplicação automotiva, como a Yasa Motors, já utilizam tensões que chegam a 850 V (YASA, 2019). Outro aspecto positivo, segundo JIN *et al.* (2015), é que o aumento da tensão do barramento, da frequência de chaveamento e o maior número de fases proporcionam a redução dos capacitores no barramento de tensão contínua.

O diagrama eletrônico de AT do módulo de potência é detalhado na Figura 77 no Apêndice B. Destaca-se que as chaves estáticas SiC MOSFET utilizadas no projeto são do modelo SCTWA50N120 da fabricante STMicroelectronics®. Estas chaves estáticas têm tensão nominal de 1,2 kV e corrente nominal de 65 A. Cada chave estática possui

um circuito de acionamento independente configurado para acionar, detectar e controlar de forma autônoma as chaves de potência. O circuito de acionamento utiliza um componente denominado *gate driver* (modelo STGAP1AS da electronics®), selecionado por ser certificado para aplicação automotiva e adequado para SiC MOSFET.

3.1.1 Circuito de acionamento das chaves de potência

No circuito de acionamento das chaves estáticas ativas da Figura 76 do Apêndice B, as linhas vermelhas destacam a isolamento galvânica nos dois *gate drivers* e nos dois conversores CC/CC. Cada um dos dois conversores CC/CC fornece a tensão necessária para ligar e desligar as chaves estáticas. O projeto considerou a tensão $V_h = +20$ V para acionar a chave e para desativar $V_l = -5$ V, logo a diferença de tensão na porta da chave para ligar e desligar é $V_g = 25$ V, conforme recomendado por INFINEON (2018).

Assim, considerando que o tempo de acionamento das chaves deve ocorrer em menos de 22 ns e capacitância de entrada C_{iss} igual a 1900 pF (retirado do *datasheet* do componente SCTWA50N120), a corrente máxima de porta do MOSFET para acionar \hat{I}_{Goon} é de 2,16 A. Para desativar a chave foi adotado um tempo de 30 ns, isso representa a corrente máxima $\hat{I}_{Goff} = 1,44$ A.

A carga de porta Q_{gp} do SiC MOSFET é 122 nC (retirado do *datasheet* do componente SCTWA50N120). No entanto, a carga de porta foi corrigida para a tensão aplicada 25 V, logo a carga necessária para um ciclo é de 150 nC.

Conforme as Equações 14 e 15, utilizando a resistência interna da porta do SiC MOSFET $1,90 \Omega$ (retirado do *datasheet* do componente SCTWA50N120), a resistência de gate R_{Gon} e R_{Goff} são $9,70 \Omega$ e $15,46 \Omega$. Os valores foram adequados para valores comerciais, 10Ω e 15Ω .

As correntes máximas de porta são inferiores à corrente máxima de saída do *gate driver* (STMICROELECTRONICS, 2018), tanto para ligar como desligar a chave SiC MOSFET.

A energia necessária para o acionamento da chave estática, de acordo com a Equação 12, é estimada em $E = 3,75$ uJ. Logo, de acordo com a Equação 13, a potência da porta para a máxima frequência de chaveamento de 100 kHz é de 0,375 W.

Os conversores CC-CC geram a partir de uma tensão de entrada de 12 V duas tensões de saída para acionar e desativar as chaves SiC MOSFET com $V_h = 20$ V e $V_l = -5$ V, respectivamente (RECOM, 2019). Conforme (Murata, 2018), o capacitor mínimo na saída do conversor isolador denominado C_{bulk} para garantir o pulso de potência é dado pelas equações 17 e 18 para a tensão V_h e V_l , respectivamente.

$$C_{bulk_h} = (2E)/(V_h^2 - V_{h_{min}}^2) \quad (17)$$

$$C_{bulk_l} = (2E)/(V_l^2 - V_{l_{min}}^2) \quad (18)$$

O capacitor C_{bulk_h} da fonte $V_h = 20$ V foi dimensionado para a tensão mínima de acionamento não ser menor que $V_{h_{min}} = 19,5$ V. Para isso a capacitância mínima aproximada com a oscilação de tensão desejada é de 0,379 uF. Já o capacitor C_{bulk_l} para a tensão nominal da fonte $V_l = -5$ V e tensão mínima $V_{l_{min}} = -4,50$ V é de 1,58 uF. A partir da determinação da capacitância mínima obtida para ambas as tensões, foi utilizado o valor comercial de 4,70 uF. Além disso, próximo aos pinos V_h e V_l do *gate driver* foi conectado um capacitor cerâmico de 100 nF para desacoplamento de ruídos de alta frequência.

Conforme já mencionado, cada uma das chaves estáticas é acionada por um *gate driver* independente (modelo STGAP1AS da STMicroelectronics®). Isso permite controlar de forma independente cada uma das chaves de potência. O sinal de comando do *gate driver* é produzido de forma independente pelo microcontrolador. A configuração dos *gate drivers* é realizada por comunicação SPI (*Serial Peripheral Interface*) conectando os circuitos em cascata. Este tipo de comunicação entre os circuitos é definido como *daisy-chain*.

É importante mencionar que é necessário configurar diversos parâmetros do *gate driver*. Esses parâmetros são configurados via *software* e enviado pelo microcontrolador via comunicação SPI. Após a configuração de todos os parâmetros do *gate driver*, o sinal PWM para acionamento individual das chaves de potência é enviado para cada *gate driver* pelo módulo de controle. Como a topologia do inversor é VSI, os sinais enviados a uma determinada placa do módulo de potência são complementares, mas com um tempo de atraso necessário para evitar acionamento simultâneo das chaves estáticas do mesmo braço inversor. Considerando o acionamento das 15 fases, o sistema possui 30 sinais PWM gerados no módulo de controle para acionar as chaves de potência. Estes sinais são conectados por um cabo de 20 vias ao módulo de potência.

Um aspecto importante do projeto é a proteção das chaves estáticas de potência. Alguns aspectos requerem especial atenção, tais como: acionamento simultâneo das chaves do mesmo braço; diferença no tempo de atraso entre o acionamento da chave superior e inferior do braço de potência; acionamento indesejado por ruído; subtensão e sobretensão nos circuitos de comando e de acionamento das chaves estáticas; entre outros. O *gate driver* utilizado possui algumas funções descritas nas seções 3.1.2 à 3.1.8 que implementam proteção contra potenciais falhas, o que torna o inversor mais robusto. Sempre que ocorre um evento de falha, o *gate driver* assume o modo de segurança, desativa as saídas, retém a falha ativa e reporta o erro ao módulo de controle (STMICROELECTRONICS, 2018). Isso torna o módulo de potência autônomo para controlar e atuar de forma rápida, sem a necessidade de esperar um comando vindo do módulo de controle para colocar as chaves estáticas em estado de bloqueio.

3.1.2 Intertravamento e atraso entre acionamento das chaves

A diferença de comprimento dos cabos que interligam o módulo de controle e as placas do módulo de potência pode provocar um problema de sincronismo. Outro fator que pode ser influenciado pelo comprimento dos cabos é o tempo de atraso (D_t) entre a transição de acionamento das duas chaves estáticas que compõem o mesmo braço de potência. Para mitigar estes potenciais problemas, o acionamento simultâneo das chaves estáticas do mesmo braço de potência é bloqueado com o uso de uma topologia de ligação, denominada de intertravamento, utilizada no circuito de acionamento do *gate driver* STGAPIAS. Conforme a Figura 76 do Apêndice B, o pino de entrada IN+ do STGAPIAS da chave superior é conectado em paralelo ao pino IN- do STGAPIAS da chave inferior e vice-versa. A conexão implementada permite monitorar o estado de acionamento da chave oposta do mesmo braço de potência e evitar acionamento simultâneo em cada placa do módulo de potência. Através desta configuração foi possível configurar o D_t diretamente no módulo de potência. Isso faz com que o D_t seja preciso e igual em todas as placas do módulo de potência, o que torna o circuito imune a acionamentos incorretos do microcontrolador e a atrasos e ruídos provenientes dos cabos de interligação entre os módulos.

O STGAPIAS utiliza um contador intrínseco que inicia quando o sinal de controle recebido nos pinos (IN+ e IN-) muda de IN- = '1' e IN+ = '0' para qualquer outra combinação diferente, o que significa que o outro *gate driver* no mesmo braço está no início de um desligamento. Uma vez que o contador é iniciado, a ativação da saída é impedida independentemente de qualquer variação na entrada até que o tempo D_t tenha transcorrido. Para este projeto, verificou-se que D_t igual a 800 ns garante a proteção. O valor do D_t é enviado ao *gate driver* durante configuração de inicialização.

No tocante ao acionamento inesperado oriundo de ruídos no módulo de controle, um filtro digital foi configurado via *software* para rejeitar sinais com tempo de transição menor que 500 ns.

3.1.3 Proteção contra subtensão e sobretensão

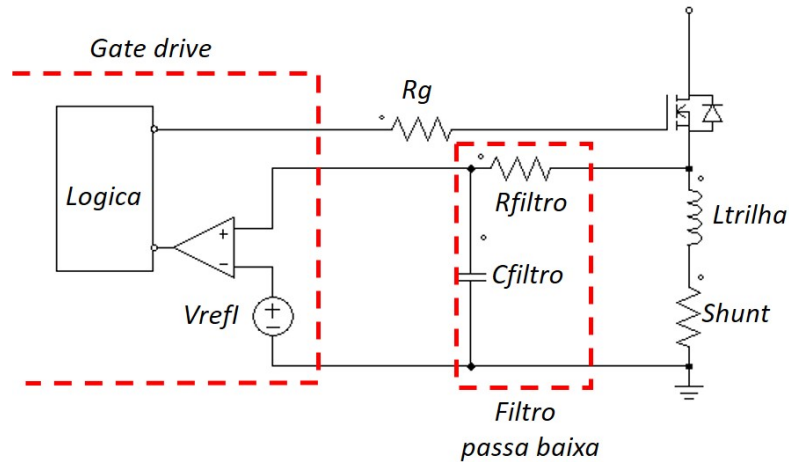
A proteção de subtensão e sobretensão do circuito de acionamento das chaves estáticas é intrínseca a cada um dos *gate drivers*. A tensão nos pinos de alimentação V_h e V_l do STGAPIAS são monitorados para garantir que a tensão permaneça entre os limites preestabelecidos, garantindo assim o correto acionamento das chaves SiC MOSFET. O *gate driver* foi configurado para desativar se a tensão $14 > V_h > 20$ e $-2 > V_l > -10$ V. Da mesma forma foi configurado a proteção para a tensão de controle estar em 3,3 V.

3.1.4 Proteção contra sobrecorrente nas chaves SiC MOSFET

Para proteção contra sobrecorrente foi implementado a leitura de corrente com resistor *shunt* ligado em série com cada chave estática conforme o diagrama eletrônico da Figura 77 do Apêndice B. A leitura para o controle de sobrecorrente ocorre nas duas chaves do

braço inversor. O monitoramento de sobrecorrente também é realizado diretamente no *gate drivers* através de um circuito comparador conforme ilustrado na Figura 25.

Figura 25 – Circuito de controle de sobrecorrente nas chaves estáticas.



Fonte: Adaptado de (WANG, 2018).

O *gate driver* STGAPIAS possui o comparador interno para monitoramento da corrente que circula entre o dreno e a fonte da chave e uma referência de tensão V_{refI} , que pode ser configurada com valores entre 88 e 420 mV. Se a tensão sobre o resistor *shunt* ultrapassar o valor da tensão V_{refI} , a chave estática é desativada pelo *gate driver*. Neste caso, o tempo máximo para intervenção é de 120 ns. Para limitar as perdas sobre o resistor *shunt* foi adotado uma tensão V_{refI} de 100 mV. Para fins de proteção, considerou-se que a corrente máxima na chave estática é $I_d = 50$ A. Portanto, a resistência elétrica e a potência do resistor *shunt* são determinados pela Equação 19 e 20, respectivamente.

$$R_{shunt} = \frac{V_{shunt}}{I_d} = \frac{100mV}{50A} = 0,002\Omega \quad (19)$$

$$P_{shunt} = I_d^2 R_{shunt} = 50^2 0,002 = 5W \quad (20)$$

WANG (2018) destaca as desvantagens desta topologia de controle como as perdas por efeito Joule sobre o resistor *shunt* e a fraca imunidade ao ruído devido ao ruído do circuito causado pela indutância parasitária L_{trilha} do resistor e da trilha da placa representado na Figura 25. No entanto, o circuito tem resposta rápida para controlar possíveis sobrecorrentes na chave de potência.

O resistor *shunt* utilizado no projeto foi o PSR500HTQFJ2L00, com resistência de 2 m Ω e potência de 7 W. Portanto, tem-se uma resolução de 2 mV/A. Segundo dados técnicos fornecidos pelo fabricante do resistor *shunt* utilizado, a incerteza no valor de resistência é de 1% e a indutância é menor que 3 nH. Para implementar o circuito proposto por (WANG, 2018) e mostrado na Figura 25, em paralelo com o resistor *shunt* e a entrada

de leitura de tensão do *gate driver* foi implementado um filtro passivo passa-baixa com frequência natural de corte de 1 kHz.

3.1.5 *Watchdog e Echo*

O *gate driver* STGAP1AS contém duas funções denominadas *Watchdog* e *Echo*. A função *Watchdog* é uma função de vigilância para identificar quando o lado isolado de AT do componente não é mais capaz de se comunicar com o lado BT. Já a função *Echo* tem a função de verificar se os comandos de entrada do *gate driver* são propagados corretamente para a saída do componente. Ambas as funções são intrínsecas ao STGAP1AS.

Em caso de impossibilidade de comunicação do lado de AT com o lado de BT a função *Watchdog* faz com que o circuito automaticamente entra em modo de segurança, desliga a chave de potência e ativa o registro de falha. Quando o lado de BT está no modo de espera, desligado ou na condição de redefinição de parâmetros via comunicação SPI, o *Watchdog* faz com que permanece o estado de falha (STMICROELECTRONICS, 2018).

Caso algo impeça a propagação correta do comando do lado de BT para o lado de AT, a função *Echo* faz o circuito detectar esta condição e reiniciar uma nova comunicação para definir o estado de saída desejado. O tempo típico de comunicação é de 4 μs (STMICROELECTRONICS, 2018).

3.1.6 Alarme térmico e desativação térmica

O *gate driver* possui integrado um alarme de alerta térmico e uma proteção térmica. Quando a temperatura da junção do *gate driver* (modelo STGAP1AS) atinge 125 °C um sinal de alarme é enviado ao circuito de controle e retorna a zero quando a temperatura da junção é menor que 105 °C. Se a temperatura continuar aumentando até a junção atingir temperatura de 155 °C o *gate driver* entra em modo de segurança e é desativado (STMICROELECTRONICS, 2018). Ao detectar o alarme, o módulo de controle executa a função leitura de falhas da Figura 80 e desativa o braço de potência que está em falha.

3.1.7 Proteção contra subtensão no barramento CC

Para garantir o correto funcionamento do inversor, a tensão do barramento CC é monitorada através de um amplificador isolador de precisão e ganho unitário modelo AMC1311 (TEXAS, 2018), conforme circuito mostrado na Figura 75 do Apêndice B. Este amplificador possui certificação para aplicação automotiva.

Para a leitura de tensão do barramento CC, um divisor resistivo foi projetado para ser conectado em paralelo ao barramento CC e para garantir que a máxima tensão de entrada do amplificado isolador AMC1311 (V_{sense}) não seja ultrapassada. Adicionalmente, definiu-se que a corrente que circula pelo divisor resistivo (I_{sense}) não deve ultrapassar 100 μA . Portanto, o resistor (R_{sense}) do divisor resistivo ao qual deve ser conectada a

entrada do amplificador isolador é determinado por meio de

$$R_{sense} = \frac{V_{sense}}{I_{sense}} = 20k\Omega. \quad (21)$$

Embora a tensão do barramento CC tenha sido definida como 800 V, considerou-se que eventualmente esse valor pode ser ultrapassado e neste caso a tensão de entrada do amplificador não deve ser ultrapassada. Assim, para fins de dimensionamento do divisor resistivo, considerou-se que a tensão do barramento CC pode chegar a 1 kV. Portanto, a tensão sobre os demais resistores R_{div} (exceto R_{sense}) é $1000 - 2 = 998$ V. Assim, R_{div} é dada por

$$R_{div} = \frac{998V}{100\mu A} = 9,98M\Omega. \quad (22)$$

Existem resistores comerciais com valor nominal de 10 M Ω ; no entanto, a tensão de isolamento de resistores comumente utilizados para este tipo de aplicação, com encapsulamento 0805, é de 100 V. Logo, é necessário montar malha resistiva com 10 resistores de 1 M Ω conectados em série para obter uma tensão limite abaixo de 100 V para cada resistor. Os valores corrigidos de V_{sense} e I_{sense} para componentes comerciais são

$$I_{sense}' = \frac{1kV}{10M\Omega + 20k\Omega} = 99,8\mu A, \quad (23)$$

$$V_{sense}' = 99,8\mu A * 20k\Omega = 1,996V. \quad (24)$$

Para fins de especificação, a tensão e a potência em cada resistor de R_{div} são

$$V_{rdiv} = 998V/10 = 99,8V, \quad (25)$$

$$P_{rdiv} = 99,8V * 99,8\mu A \approx 10mW. \quad (26)$$

Já a potência de R_{sense} é

$$P_{rsense} = 1,996 * 99,8\mu A \approx 0,2mW. \quad (27)$$

É importante destacar que o próprio amplificador utilizado para monitorar a tensão do barramento CC tem detecção de algumas falhas. Um sinal com tensão negativa na saída do amplificador indica que há alguma falha associada. Três falhas são monitoradas pelo amplificador, são elas:

- tensão de alimentação do lado AT interrompida;
- tensão de alimentação do componente no lado AT está abaixo de 2,53 V;
- pino *Shtdn* do amplificador não está em zero.

A fim de aumentar a imunidade a ruídos, na entrada V_{in} do amplificador foi implementado um filtro passa baixa com frequência de corte de 1 kHz. A tensão diferencial de saída do amplificador V_{outp} e V_{outn} é proporcional à tensão de entrada do barramento CC e pode variar de zero a 3,3 V (TEXAS, 2018). Esta tensão diferencial é então enviada para a placa de controle, que pode atuar em caso de alguma falha detectada e pode utilizar o valor de tensão do barramento CC medido para aplicar o valor de tensão desejado aos terminais do motor por meio do ajuste do índice de modulação.

Por fim, é importante destacar que, embora seja necessário somente uma medição se a fonte de alimentação for única, foi implementado o mesmo circuito de monitoramento de tensão do barramento CC em todas as placas do módulo de potência a fim de flexibilizar o uso do inversor em caso de acionamento que utiliza mais de uma fonte de alimentação.

3.1.8 Leitura da corrente de linha

A leitura da corrente de linha é realizada utilizando uma resistência *shunt* e um amplificador de precisão com isolamento capacitiva. A Figura 77 do Apêndice B mostra o circuito utilizado para a leitura da tensão sobre o resistor *shunt* que é conectado entre o ponto médio do braço inversor e o terminal que vai para a carga. As linhas vermelhas tracejadas na Figura 77 demonstram que a alimentação do lado de AT do amplificador é realizada por meio de um regulador linear de 3,3 V. o regulador utiliza o ponto central do braço e a tensão +20 V do conversor CC-CC da chave superior.

Entre as vantagens do método de medição com resistor *shunt* e um amplificador de precisão com isolamento, quando comparado com método de medição que utiliza sensor Hall para a medição de corrente, estão o menor tempo de resposta e a menor incerteza de medição (WANG, 2018). Para este projeto o resistor *shunt* utilizado foi o identificado pelo código PSR500HTQFJ1L00, com resistência de 1 m Ω (sensibilidade de 1 mV/A) e potência de 7 W. Segundo dados técnicos informados pelo fabricante do componente, a incerteza no valor da resistência é de 1% e a indutância é menor que 3 nH.

A leitura do sinal de tensão sobre o resistor *shunt* é realizada por um amplificador isolador modelo AMC1302. Neste componente o sinal de saída é diferencial com ganho fixo de 41 vezes. O sinal diferencial minimiza possíveis ruídos de modo comum sobre os cabos de comunicação entre o módulo de potência e de controle. O amplificador AMC1302 foi selecionado pois as suas características técnicas são compatíveis com o projeto e porque ele tem certificação AEC-Q100, isto é, certificação para aplicação automotiva.

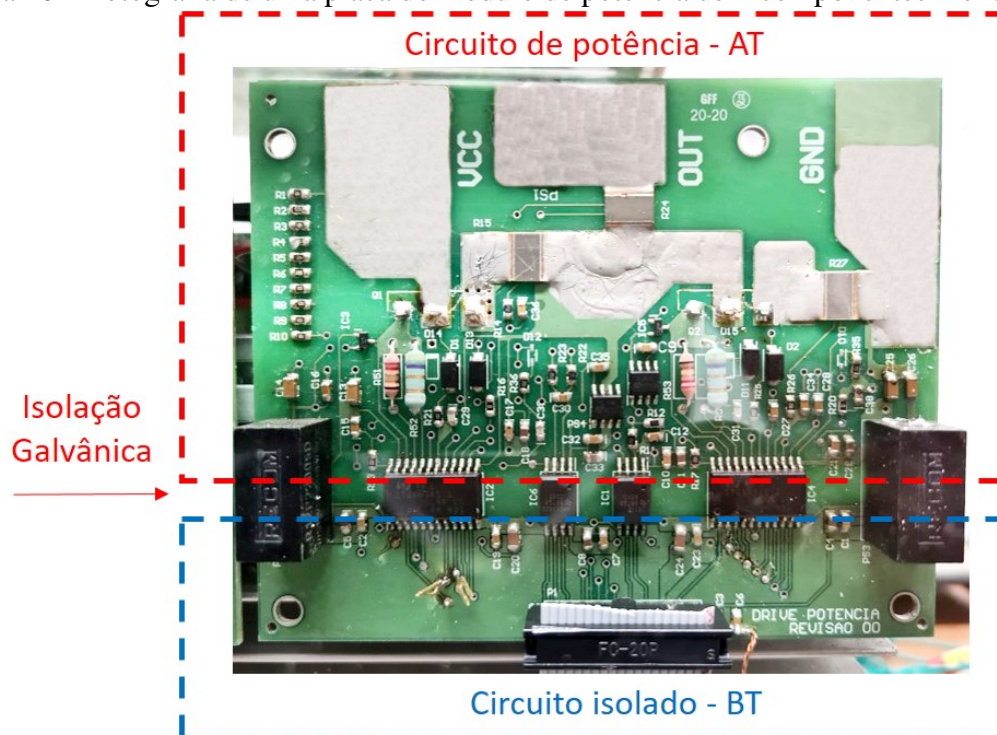
3.1.9 Implementação do projeto das placas de potência

O projeto da placa de circuito impresso do módulo de potência foi realizado em placas dupla face. O projeto da placa de circuito impresso é mostrado nas figuras 61 e 62 do Apêndice A.

Os componentes mencionados ao longo desta seção e detalhados no Apêndice B fo-

ram soldados às 16 placas de circuito impresso do módulo de potência. Uma fotografia ilustrativa de uma placa do módulo de potência finalizada é mostrada na Figura 26. O circuito de BT é destacado pelo retângulo azul e a parte de AT é indicada pelo retângulo vermelho. Os componentes posicionados entre os circuito de BT e AT possuem isolação galvânica. Adicionalmente, destaca-se que os circuitos de acionamento das chaves estáticas foram dispostos o mais próximo possível das respectivas chaves para reduzir indutância e capacitância parasitas nas trilhas de acionamento das chaves SiC MOSFET.

Figura 26 – Fotografia de uma placa do módulo de potência com componentes montados.



Fonte: Elaborado pelo autor.

3.2 Módulo de Controle

O principal componente do módulo de controle é o microcontrolador de dois núcleos modelo SPC58EE84E7 da fabricante electronics®). Este componente foi selecionado em função de sua capacidade de gerar 30 sinais de modulação PWM (algo raro) e por ter certificação para a aplicação automotiva. É importante destacar que com este microcontrolador é possível gerar os acionamentos das 30 chaves estáticas de forma independente, implementar leituras das correntes e tensão, realizar leituras de temperatura e de sinais de encoder, implementar interfaces de comunicação, etc. Ou seja, é possível suprir as necessidades para o acionamento e controle de uma máquina multifásica com até 15 fases. As principais características do módulo de controle são descritas na Tabela 3.

Na sequência, na Subseção 3.2.1 é apresentado um detalhamento das características do

Tabela 3 – Características do módulo de controle.

Descrição	Quantidade
Entrada de energia 12 V	1
Conversor CC-CC 12 V/ 3,3 V	2
Conversor CC-CC 12 V/ 5 V	1
Número de conexões para drivers de potência	16
Leitura de tensão do barramento	1
Leitura de corrente	16
Entradas analógicas para leitura de temperatura	2
Entrada RS485 para leitura de encoder	1
Entrada rápida para leitura de encoder paralelo	6
Comunicação <i>FlexRay</i> (disponível no microcontrolador)	1
Comunicação CAN	1
Comunicação USB	1

Fonte: elaborado pelo autor.

hardware desenvolvido para o módulo de controle e na Subseção 3.2.2 são apresentados os principais aspectos do software desenvolvido para o acionamento de máquinas em diferentes topologias de ligação.

3.2.1 Estrutura dos circuitos eletrônicos para o módulo de controle

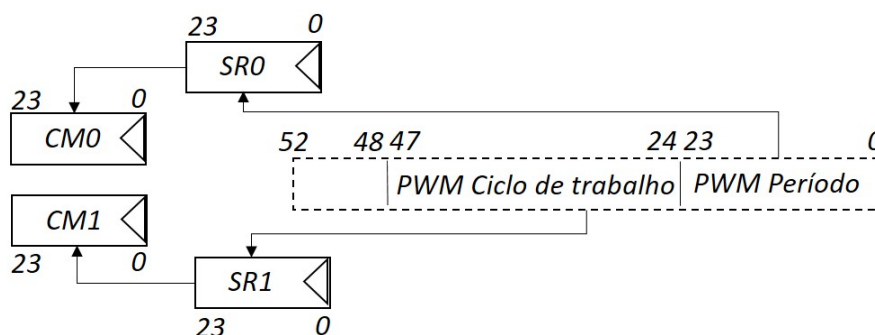
Para o desenvolvimento do módulo de controle quatro requisitos entendidos como essenciais para o inversor são considerados na seleção do processador: utilizar um sistema embarcado com microcontrolador certificado pela AEC-Q100; possuir capacidade de gerar todos os sinais modulados a 100 kHz em um único microcontrolador; ler os 15 sinais de corrente de forma síncrona; possuir capacidade de processamento para elaborar o controle de máquinas elétricas em malha fechada. Desta forma, foi selecionado o microcontrolador da grade de componentes automotivo do fabricante electronics[®]) (modelo SPC58EE84E7). Este microcontrolador possui encapsulamento LQFP de 176 pinos.

Um problema característico ao utilizar microcontroladores é a alta demanda de interrupção do núcleo do microcontrolador para garantir a atualização das saídas na máxima frequência da portadora adotada para o projeto, isto é, $f_{sw} = 100$ kHz. A atualização precisa ser realizada no instante da passagem por zero de cada ciclo de portadora. Para ser possível atender aos requisitos deste projeto fez-se necessário o uso do Módulo de Tempo Genérico (GTM - Generic Timer Module). Este módulo desenvolvido pela Bosch em 2010 é integrado por diversos fabricantes em seus microcontroladores, inclusive o selecionado para este projeto. Sua principal função é diminuir a intervenção do microcontrolador para controlar determinadas tarefas periódicas, garantir sincronismo e atualização

das saídas com mínimo atraso possível (BOSCH, 2016). Como exemplos de aplicação pode-se citar o sequenciamento do módulo de injeção eletrônica e acionamento de motores *Brushless* CC de alta rotação (BOSCH, 2014, 2016). A maioria das tarefas dentro do GTM, uma vez configuradas, podem ser executadas independente e em paralelo ao software principal, ou então, reduzir a necessidade de ação da CPU nestas aplicações.

A aplicação no projeto do inversor deste trabalho utiliza um submódulo para saída de tempo com unidade de roteamento avançada (ATOM) capaz de gerar os sinais PWM característicos da saída de um inversor. A estrutura utilizada conhecida como *pipeline* é uma técnica que permite o uso dos dados atuais e do próximo ciclo a ser executado. A estrutura é apresentada na Figura 27. As saídas do microcontrolador são conectadas na inicialização aos 16 canais de saída do módulo ATOM. O módulo compara o parâmetro dos registradores de operação (SR0 e SR1) com contadores internos do submódulo. O sincronismo e atualização das saídas com as características de período da portadora é garantido pela Unidade Avançada de Roteamento (ARU). Para isso, o módulo utiliza dois registradores sombra (CM0 e CM1) que são atualizados com os dados de período e tempo ligado do próximo ciclo de portadora, enquanto o módulo ATOM opera com os parâmetros do período de portadora do ciclo atual. A atualização ocorre quando o período atual de portadora é concluído. Neste instante os registradores SR0 e SR1 são carregados com os registros que estão em CM0 e CM1 e um novo ciclo PWM é iniciado. Em paralelo, o módulo ATOM sinaliza para a ARU que seja carregado um novo dado nos registradores CM0 e CM1 enquanto o módulo ATOM controla a saída com os dados atuais. Como exemplo, pode-se citar a operação com portadora de 100 kHz onde o tempo de atualização dos registradores sombra ocorre durante os 10 μ s do ciclo da portadora.

Figura 27 – Arquitetura de atualização de saídas do inversor.



Fonte: Adaptado de (BOSCH, 2016).

Outro fator considerado no projeto é a capacidade de processamento necessária, pois apesar de ter sido implementado neste trabalho o controle escalar com curva V/F constante para fins de validação do projeto implementado, a plataforma deve ter capacidade para operar em malha fechada com controle vetorial. Neste contexto, o controle da máquina de 15 fases demanda um complexo processamento de dados. Em função disto foi utilizado o

microcontrolador com dois núcleos operando a 200 MHz. O primeiro núcleo é utilizado para realizar o controle da máquina e comunicação entre os periféricos de um veículo, enquanto o segundo núcleo é responsável pela modulação, leitura das correntes de linha, tensão do barramento e leitura da velocidade.

O sinal diferencial da corrente de linha é tratada no circuito eletrônico do condicionador de sinal das figuras 64 - 68 do Apêndice B.

O microcontrolador é energizado por fontes de 3,3 V e 1,8 V, conforme especificações técnicas do fabricante. As figuras 70 e 69 do Apêndice B destacam as ligações das fontes de energia nos periféricos do microcontrolador.

A leitura do sinal diferencial das 15 correntes de linha é realizada por meio de leitura por varredura síncrona. Já as características dos sinais são preservadas através de um conversor analógico digital de aproximação sucessiva (SARADC) com resolução de 12 bits (KESTER, 2006). Entre as principais características o conversor SARADC, destaca-se: baixa latência de tempo, precisão e simplicidade de uso (INSTRUMENTS, 2009). O sinal diferencial das correntes são condicionados por uma etapa de amplificador diferencial já na placa de controle. Desta forma, ruídos de modo comum inerentes da potência ou da conexão entre os módulos são atenuados. O circuito utiliza um amplificador modelo TVS911 da STMicroelectronics.

O módulo de controle é energizado por uma fonte externa de 12 V. Para energizar os circuitos de controle foram incorporados três conversores CC-CC conforme o diagrama eletrônico da Figura 73 do Apêndice B. Dois conversores *Buck* com tensão de saída 3,3 V e 3 A foram implementados, um energiza os circuitos de controle e o outro é utilizado para o acionamento do lado de BT das placas de potência. Um terceiro conversor *Buck* reduz a tensão de entrada de 12 V para 5 V. Esta tensão é utilizado por alguns circuitos de comunicação implementados na placa de controle.

O módulo de controle possui três interfaces de comunicação detalhadas na Figura 72 do Apêndice B. Uma das formas de comunicação é por meio de protocolo CAN, utilizada para transmissão de dados básicos como informações de sistema operando, reporte de falhas, entre outros. No entanto, o microcontrolador utilizado possui interface para comunicação com protocolo *FlexRay*. A comunicação *FlexRay* é uma rede de comunicação automotiva, definida pela Sociedade de Engenheiros Automotivos (SAE) com características relacionadas a determinismo temporal e requisitos de segurança. Este protocolo é definido como Classe C e possui tempo de atualização de 1 a 10 ms implementada para comunicar um determinado módulo com os demais periféricos do carro (ATAIDE; PEREIRA, 2012).

Visando a implementação de controle vetorial de máquinas elétricas foi implementada no módulo de controle uma interface para leitura de sinais de um *encoder* absoluto utilizando protocolo RS485. Outra opção que o módulo oferece é a leitura do *encoder* com saída paralela, através de seis entradas rápidas. O módulo conta ainda com uma terceira

interface de comunicação, a USB que permite implementar um supervisor para monitorar e controlar os parâmetros de operação. A comunicação USB é especialmente útil para o uso do inversor em laboratório. A Figura 74 do Apêndice B detalha as entradas utilizadas para realizar a leitura do *encoder*.

Para a montagem do protótipo foi desenvolvido o projeto da placa de circuito impresso para o módulo de controle. O projeto utiliza uma placa com duas faces. A placa de circuito impresso para o módulo de controle é apresentado nas figuras 59 e 60 do Apêndice A.

3.2.2 Organização do software

O software foi desenvolvido em linguagem de programação C utilizando como ferramenta o software SPC5 Studio[®] da electronics. Para depuração é utilizado uma ferramenta de desenvolvimento da electronics (SPC58EC-DISP), conectado entre o computador e o módulo de controle. O software utilizado para depuração é o UDE Starterkit[®].

A estrutura do software subdivide-se em quatro submódulos principais:

- o módulo principal de inicialização, responsável por definir os parâmetros iniciais como: parâmetros de operação do microcontrolador, configuração de limites para operação, dados da máquina, tipo de conexão, número de fases, número de estrelas, entre outros;
- o núcleo 1, responsável por realizar o controle, implementar os controladores PID e todas as transformadas utilizadas no controle vetorial;
- o núcleo 2, responsável por atualizar a leitura dos periféricos, calcular e definir o vetor de modulação com os tempos de acionamento das saídas para cada uma das fases;
- o módulo GTM, responsável por realizar a atualização das 30 saídas de sinal para controle das chaves de potência a partir do vetor com os dados de tempo ligado da chave para cada período de portadora;

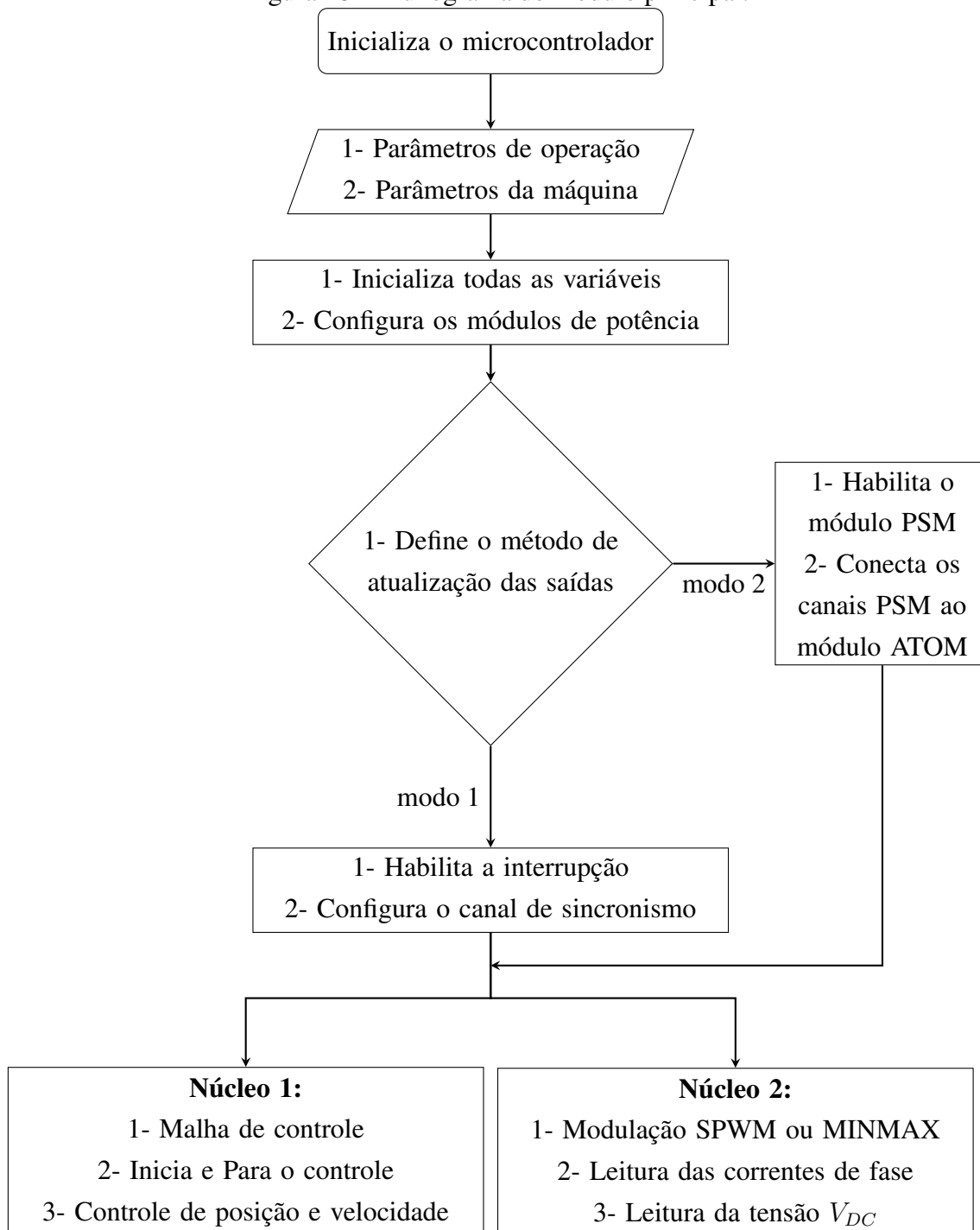
3.2.2.1 Descrição do módulo principal

A estrutura do programa utilizada no módulo principal é descrita no fluxograma da Figura 28.

Após uma reinicialização o programa realiza as seguintes tarefas:

- configurações do microcontrolador SPC58EE84E7:
 - núcleo: define a frequência de operação dos dois núcleos em 200 MHz;
 - *Watchdog*: habilita a função para garantir que o software esteja operando, caso contrário força a reinicialização do sistema;
 - GTM: configura a saída dos periféricos do módulo e as características de entrada;

Figura 28 – Fluxograma do módulo principal.



Fonte: Elaborado pelo autor.

- entradas e saídas: define os pinos de entrada, saída e suas funções;
 - SARADC: configura os pinos para a leitura das entradas de sinal analógico.
- leitura dos parâmetros de operação iniciais:
 - tipo de modulação (SPWM ou *MIN-MAX Injection*): define o método de modulação que será utilizado;
 - número de fases m da ligação: define o número de fases da máquina que será conectada ao inversor;
 - número de estrelas $n_{estrelas}$: define o número de estrelas utilizado para o acionamento;
 - tensão do barramento V_{DC} : define a tensão nominal utilizada no barramento CC do inversor.
- leitura dos parâmetros da máquina:
 - tensão nominal de fase;
 - tensão máxima de fase;
 - frequência nominal de operação;
 - máxima frequência de operação;
 - corrente máxima de fase;
 - resistência do estator R_s ;
 - indutâncias L_d e L_q ;
 - fluxo dos ímãs Ψ_{pm} ;
 - velocidade máxima de rotação.
- inicializar todas as variáveis de operação;
- configurar os módulos de potência com os dados de controle abaixo:
 - tempo morto (D_t);
 - tempo para filtro digital de entrada;
 - tensões limites para controle de V_l, V_h ;
 - habilita o circuito *Miller Clamp*;
 - define a máxima corrente na chave do braço de potência para o comparador do *gate driver* desativar a chave em caso de sobrecorrente.

A configuração dos módulos de potência é realizada diretamente nos *gate drivers*. Os parâmetros de operação e controle são transmitidos via módulo de comunicação SPI com 30 *gate drivers* conectados em cascata conforme o diagrama da Figura 30 do Apêndice C. Esta topologia é conhecida como SPI *Daisy-Chain*.

A configuração dos registradores é realizada pela função denominada (Configuração dos *gate drivers*) conforme o fluxograma da Figura 79 do Apêndice C. A função, além de configurar, confirma se a transmissão foi concluída sem falhas. Caso o retorno da função seja "iguais", entende-se que todos os dados foram configurados, são válidos e os *gate drivers* estão em estado de operação para poder controlar e monitorar as chaves de potência.

Uma vez que o *gate driver* está configurado a comunicação não é mais necessária, pois seu estado de operação é realizado através do sinal de diagnóstico (DIAGUC). Após o microcontrolador detectar falha, a função denominada (Leitura de falhas) é executada. Sua função é realizar a leitura dos registradores conforme o fluxograma da Figura 80 do Apêndice C. Após identificar a falha, os registros de falha são reiniciados. No caso de uma falha ter sido detectada e identificada a chave, o braço e a placa com falha, é possível ter acesso a essa informação e ao tipo de falha detectada. Este programa apenas identifica a falha, pois não implementa algoritmos de controle que minimizam a falha.

Após a configuração dos *gate drivers*, o sistema define qual dos métodos para atuação das saídas será utilizado para a aplicação. Os dois métodos são detalhados nas seções 3.2.2.4 e 3.2.2.3.

3.2.2.2 Descrição das funções do núcleo 2

O núcleo 2 possui uma malha cíclica com período de 50 *us*, 20 vezes a frequência fundamental máxima de moduladora especificada para o projeto.

As funções de modulação implementadas no projeto do inversor estão descritas de maneira simplificada no fluxograma da Figura 29.

Ao inicializar é aplicada uma rampa de aceleração configurada até que seja atingida a frequência de portadora desejada. Após, para operação com velocidade constante, a função não é mais utilizada.

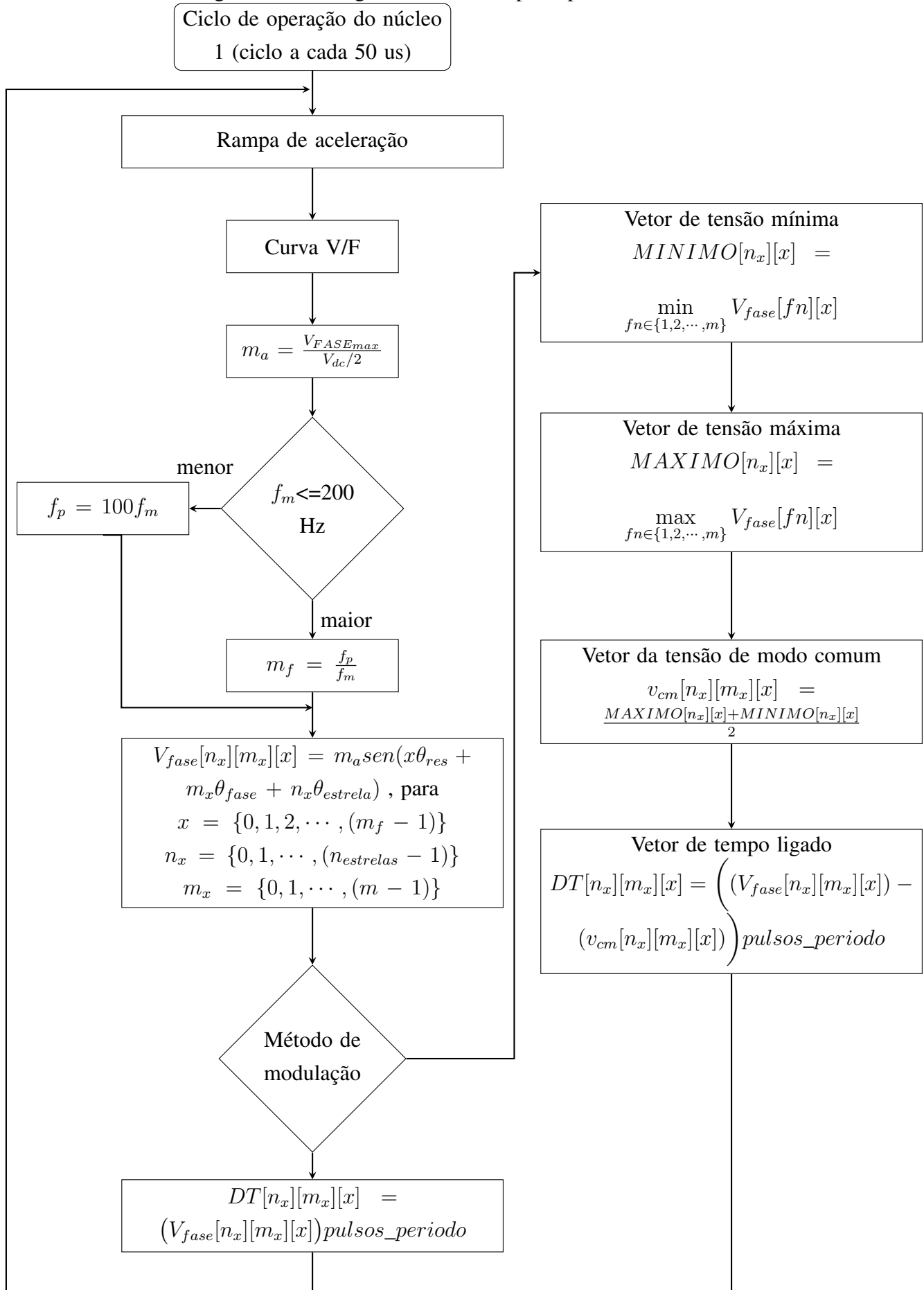
Em seguida é aplicado a curva para correção da tensão de fase em função da frequência. Isso garante a tensão de fase proporcional a frequência instantânea.

O índice de modulação em amplitude m_a é dado pela Equação 28, onde o valor da tensão de fase $V_{F ASE_{max}}$ está corrigido pelo fator da curva V/F.

$$m_a = \frac{V_{F ASE_{max}}}{V_{dc}/2} \quad (28)$$

O laço de operação do núcleo 2 é responsável pelo cálculo do vetor de modulação utilizado para acionamento das chaves estáticas. O tempo de chave ligado na modulação

Figura 29 – Fluxograma do módulo principal.



senoidal é dado pelo intervalo entre as interseções da tensão da moduladora e o sinal da portadora (forma de onda dente de serra) na qual a tensão de moduladora é maior do que a de portadora. As interseções desses dois sinais podem ser encontradas com precisão se a moduladora é monitorada continuamente, o que equivale a ser amostrado infinitamente. Isso só é possível na implementação analógica. Atualmente, a maioria das implementações são baseadas em processador digital e é impossível ter amostragem infinita e até mesmo uma grande amostragem dos sinais de referência, dado o fato de que o mesmo processador é usado para outras tarefas de controle.

O projeto considera a frequência de portadora f_p fixa em 20 kHz para frequência fundamental de moduladora f_m no intervalo de 10 a 200 Hz, ou seja, para uma frequência moduladora de 10 Hz a razão abordada no projeto para a modulação entre a frequência de portadora e a moduladora, Equação 29, definida como índice de frequência de modulação (m_f) é de 2000. Já para 200 Hz a razão é de 100 vezes, garantindo estabilidade no sistema discretizado (AWAN *et al.*, 2016; ROCHA, 2021).

$$m_f = \frac{f_p}{f_m} \quad (29)$$

No entanto, para frequência fundamental de moduladora 201 à 1000 Hz, o índice de modulação de frequência é fixado em 100 vezes para garantir a estabilidade no sistema (AWAN *et al.*, 2016; ROCHA, 2021). Desta forma, a frequência de chaveamento passa a ser variável com a frequência da moduladora, como exemplo, se a moduladora desejada é 250 Hz ou 1000 Hz a frequência de portadora será 25 kHz e 100 kHz, respectivamente. Este índice de modulação foi selecionado para garantir a estabilidade no sistema discretizado (AWAN *et al.*, 2016; ROCHA, 2021). Em uma condição de operação com máxima frequência de moduladora e frequência de 3000 kHz para a terceira harmônica, a condição de resolução da modulação em frequência maior que 20 vezes da portadora é garantido (AWAN *et al.*, 2016; ROCHA, 2021).

Um ciclo completo da tensão de fase é discretizado conforme a Equação 30 para cada uma das fases e estrelas. O número de amostras é idêntico ao índice de modulação em frequência m_f .

$$V_{fase}[n_x][m_x][x] = m_a \text{sen}(x\theta_{res} + m_x\theta_{fase} + n_x\theta_{estrela}) \quad (30)$$

onde, θ_{fase} é o ângulo de defasagem entre as fases, m_x varia de $\{0, 1, \dots, (m - 1)\}$, $n_x = \{0, \dots, (n_{estrelas} - 1)\}$, $x = \{0, 1, \dots, (m_f - 1)\}$ e m_a é o índice de modulação em amplitude.

O ângulo de resolução da modulação (θ_{res}) é dado pela Equação 31.

$$\theta_{res} = \frac{360}{m_f} \quad (31)$$

A partir da tensão de fase da Equação 30 dois métodos foram implementados para a modulação, SPWM ou Min-Max Injection. No método SPWM o tempo de chave acionado é obtido pela Equação 32.

$$DT[n_x][m_x][x] = (V_{fase}[n_x][m_x][x])pulsos_periodo \quad (32)$$

onde, os *pulsos_periodo* são proporcionais ao tempo base de tarefa do módulo GTM.

Outro método adotado é a modulação Min-Max Injection. O vetor de tensão mínima e máxima entre todas as fases do sinal discretizado é dado pela Equação 33 e 34, respectivamente.

$$MINIMO[n_x][x] = \min_{fn \in \{1,2,\dots,m\}} V_{fase}[fn][x] \quad (33)$$

$$MAXIMO[n_x][x] = \max_{fn \in \{1,2,\dots,m\}} V_{fase}[fn][x] \quad (34)$$

Logo, a tensão de modo comum para a modulação Min-Max Injection a partir das equações 33 e 34 é dado pela Equação 35.

$$v_{cm}[n_x][m_x][x] = \frac{MAXIMO[n_x][x] + MINIMO[n_x][x]}{2} \quad (35)$$

O vetor de tempo da chave acionada para cada uma das fases e estrelas para o método de modulação Min-Max Injection é obtido então pela Equação 36.

$$DT[n_x][m_x][x] = \left((V_{fase}[n_x][m_x][x]) - (v_{cm}[n_x][m_x][x]) \right) pulsos_periodo \quad (36)$$

A partir da conclusão do cálculo para o vetor que define o tempo para chave ativa durante um ciclo completo de moduladora da Equação 36, o software sinaliza para atualizar a saída na próxima passagem por zero da moduladora.

A atualização das saídas é abordada de duas maneiras: através do módulo de armazenamento de dados do módulo GTM ou através de interrupção no segundo núcleo do microcontrolador.

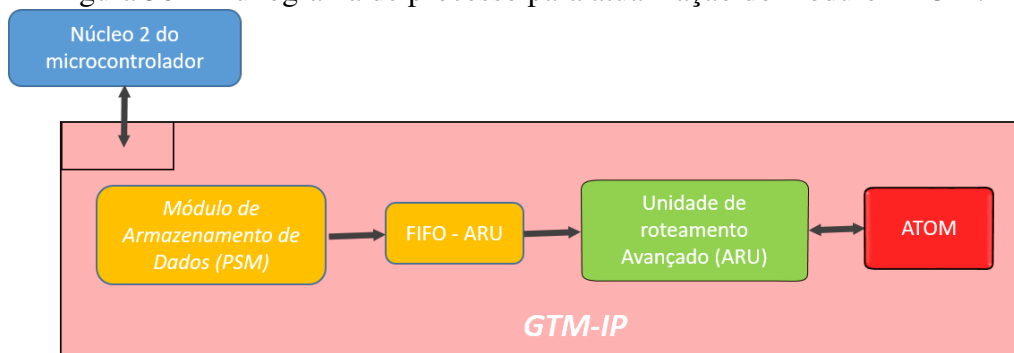
No algoritmo proposto na Figura 29, os dados de saída da portadora: período e ciclo de trabalho são atualizados pelo microcontrolador. Os registradores CM0 e CM1 são atualizados a cada período de portadora. A segunda topologia implementada realiza a modulação de forma independente. Desta forma, foi possível realizar a atualização da saída com frequência de portadora f_p igual a 100 kHz utilizando um módulo de armazenamento de parâmetros PSM (*Parameters Store Module*).

3.2.2.3 Módulo de armazenamento de dados

No sistema com módulo de armazenamento de dados, o vetor de dados da Equação 32 para a modulação SPWM ou o vetor da Equação 36 para a modulação Min-Max Injection atualizado é enviado para o submódulo PSM (*Parameter Store Module*) que compõem o módulo GTM). Cada módulo GTM pode ter n-módulos PSM. No entanto, o microcontrolador utilizado no projeto possui somente um submódulo com memória RAM de 1 kilobyte, o que permite armazenar dados para modulação de inversores com até 5 fases. O módulo PSM é configurado para operar em modo anel, FIFO (*First-in First-out*), e cinco canais de saída do módulo são conectados ao canal do Submódulo ATOM do GTM.

Conforme descrito na Seção 3.2.1, os dados para CM0 e CM1 que representam o período da portadora e o tempo ligado respectivamente do próximo ciclo de portadora ficam disponíveis no canal do módulo PSM que foi previamente conectado ao canal correspondente do módulo ATOM. Quando o módulo ARU recebe a solicitação para atualizar os registros CM0 e CM1, os dados são atualizados via barramento para roteamento de dados do módulo GTM sem a necessidade de interação do microcontrolador. Isso garante ao sistema sincronismo e atualização das saídas sem atraso com frequências f_p de até 100 kHz, 5 a 10 vezes maior que em sistemas tradicionais.

Figura 30 – Fluxograma de processo para atualização do módulo ATOM.



Fonte: Adaptado de (BOSCH, 2016).

3.2.2.4 Atualização via interrupção

Na segunda topologia adotada, o vetor de dados da Equação 32 para a modulação SPWM ou o vetor da Equação 36 para a modulação Min-Max Injection atualizado é apontado por ponteiros que operam em modo anel. No modo de atualização por interrupção um sinal de sincronismo é gerado na frequência da portadora. Como exemplo, se a portadora for 30 kHz, a interrupção no núcleo 2 ocorre a cada 33,33 μ s. Desta forma é possível garantir o sincronismo e a atualização dos canais de saída. Cada passagem por zero da portadora gera uma interrupção com atraso de 0,01% do período da portadora. O atraso imposto garante que os dados que estavam nos registradores CM0 e CM1 já tenham sido enviados a saída e não serão sobrescritos. Desta forma, as 15 saídas do inversor podem

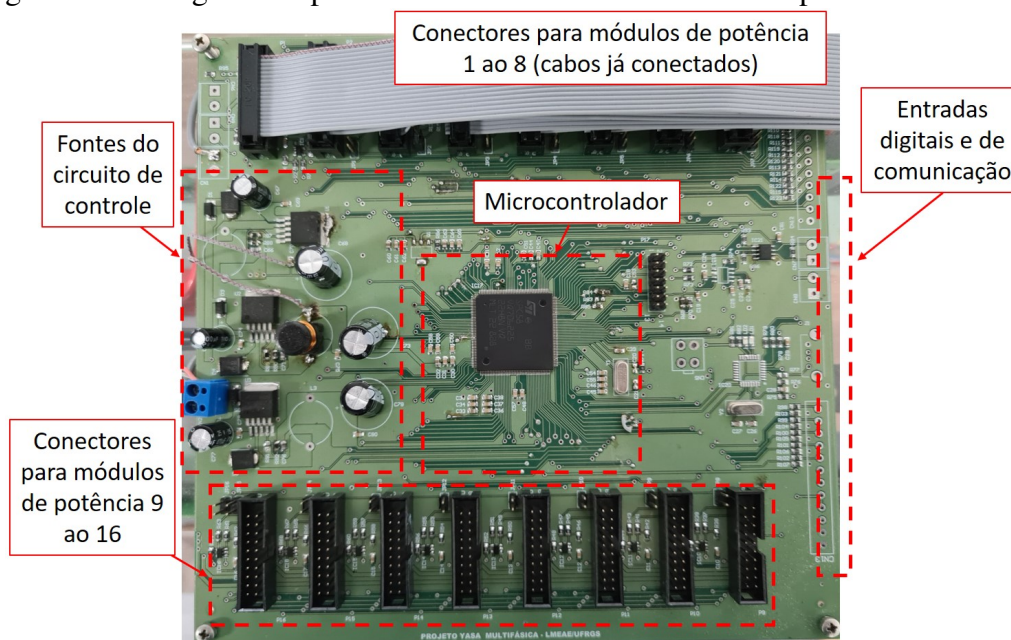
ser atualizadas de forma síncrona sem riscos de atraso para f_p de 30 kHz.

3.2.3 Implementação do projeto da placa de controle

O projeto da placa de circuito impresso do módulo de potência foi realizado em placas dupla face. O projeto da placa de circuito impresso é mostrado nas figuras 60 e 59 do Apêndice A.

Os componentes mencionados ao longo desta seção e detalhados no Apêndice B foram soldados à placa de circuito impresso do módulo de controle. Uma fotografia ilustrativa da placa do módulo de controle finalizada é mostrada na Figura 31. Os conectores de ligação dos módulos estão posicionados nas laterais do módulo. O circuito do microcontrolador e os seus periféricos foram posicionados no centro da placa. As entradas e saídas para comunicação foram dispostas no lado oposto das fontes de alimentação do microcontrolador.

Figura 31 – Fotografia da placa do módulo de controle com componentes montados.



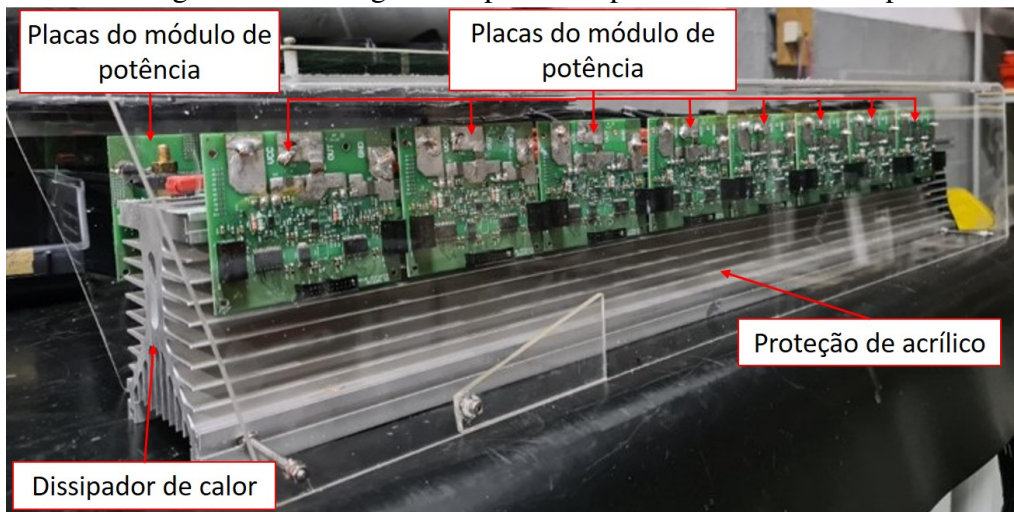
Fonte: Elaborado pelo autor.

3.3 Montagem da Plataforma

Para validar o projeto do inversor, um protótipo foi construído. A plataforma foi montada sobre um dissipador de calor (modelo HS 125135). As características mecânicas do dissipador são detalhadas na Figura 63 do Apêndice A. As placas do módulo de potência foram fixadas nas laterais do dissipador, sendo 8 placas de um dos lados do dissipador e 8 placas do lado oposto, conforme pode ser visto na Figura 32. A fixação das placas de potência ao dissipador é realizada por meio das chaves estáticas SiC MOSFET (Figura

33), para fins de dissipação térmica das perdas geradas por condução e por chaveamento nestes componentes. Obviamente, é necessário fazer essa fixação garantindo que haja isolamento elétrico entre as chaves estáticas e o dissipador de calor.

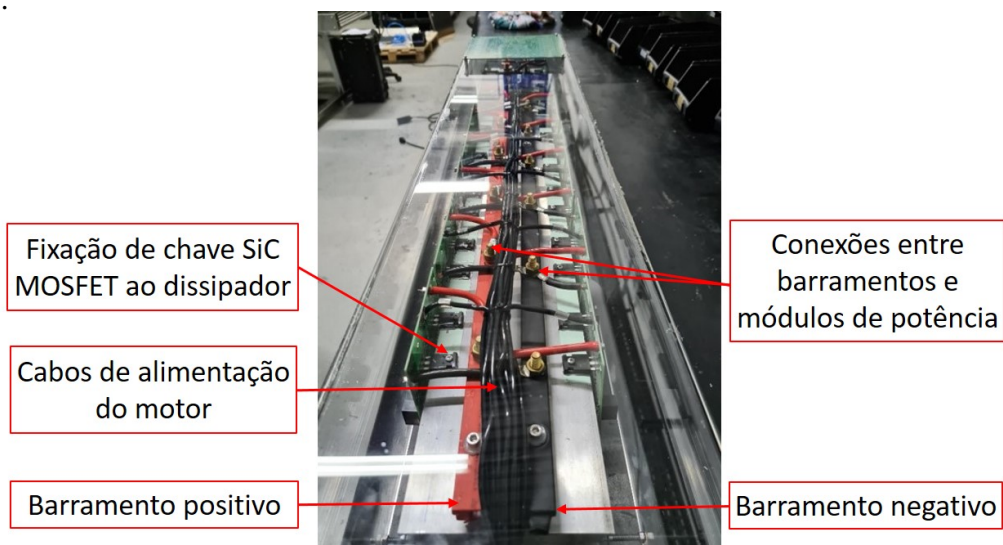
Figura 32 – Fotografia da montagem das placas de potência sobre o dissipador de calor.



Fonte: Elaborado pelo autor.

As placas de potência são energizadas por meio de duas barras de cobre com capacidade de condução de 269 A. Ambas as barras foram fixadas longitudinalmente ao dissipador utilizando material isolante. Assim, todas as placas de potência podem ser conectadas aos barramentos (positivo e negativo) utilizando terminais. Na figura 33 é possível verificar a montagem dos barramentos e a conexão dos módulos de potência.

Figura 33 – Fotografia da montagem dos barramentos de tensão sobre o dissipador de calor.

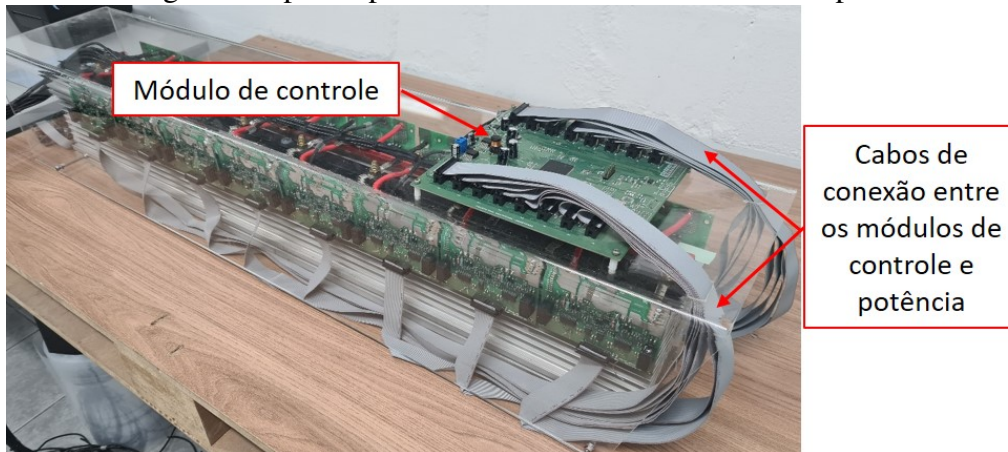


Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 32 também mostra que foi utilizada uma proteção de acrílico transparente

para cobrir as placas de potência e os barramentos contra contatos acidentais. A placa de controle foi fixada sobre esta proteção de acrílico, conforme mostra a Figura 34. Na Figura 34 também é possível visualizar os cabos de interconexão entre o módulo de controle e as placas do módulo de potência.

Figura 34 – Fotografia do protótipo contendo o módulo de controle e potência montados.



Fonte: Elaborado pelo autor.

3.4 Considerações Finais do Capítulo

Este capítulo detalhou as características construtivas de hardware dos módulos de potência e do módulo de controle. O uso de módulos de potência independentes com chaves discretas comprometeu a dimensão do inversor, no entanto proporcionou flexibilidade necessária para poder reconectar os 15 braços de potência. Isso possibilita ensaiar todas as topologias apresentadas nas Seções 2.2.1 e 2.2.2.

Durante os ensaios de validação das placas de potência foi observado ruído no chaveamento, proveniente do acionamento das chaves nos outros braços de potência. A adição de capacitores de 2200 uF em paralelo com a alimentação de cada um dos módulos de potência minimizou o ruído eliminando possíveis falhas oriundas do chaveamento.

O módulo de controle, considerado uma das contribuições do trabalho por operar utilizando um microcontrolador, apresentou excelente desempenho com o uso da plataforma GTM via interrupção de sincronismo, apesar de não ter possibilitado o uso do módulo PSM. Isso limitou o uso deste modelo de microcontrolador que possui apenas um módulo PSM a acionamentos em alta frequência trifásicos.

Por fim os algoritmos propostos para a modulação e controle do inversor foram apresentadas via fluxograma e implementados utilizando linguagem de programação "C". A implementação impôs inúmeras dificuldades no desenvolvimento, pois utilizou como ferramenta o software SPC5Studio[®] disponibilizado pelo fabricante electronics. Esta dificuldade deu-se ao fato do microcontrolador e a ferramenta de desenvolvimento serem

produtos que não possuem bibliografias disponíveis e seu uso se restringe a alguns fabricantes de veículos elétricos. Com isso o trabalho realizado baseou-se no estudo apenas de manuais técnicos disponibilizados pelo fabricante.

4 ANÁLISE EXPERIMENTAL

Neste capítulo, é apresentada a validação experimental da plataforma inversora multifásica, a qual envolve o acionamento de um protótipo de máquina elétrica do tipo YASA (*Yokeless and Segmented Armature*) que pode operar com cinco tipos de ligações elétricas distintas (incluindo a configuração com 15 fases), bastando reconectar as bobinas da máquina. Uma descrição desta máquina é apresentada na Seção 4.1. O acionamento da configuração com 15 fases é uma das contribuições originais da Dissertação, não sendo de conhecimento do autor a abordagem em outro trabalho anterior.

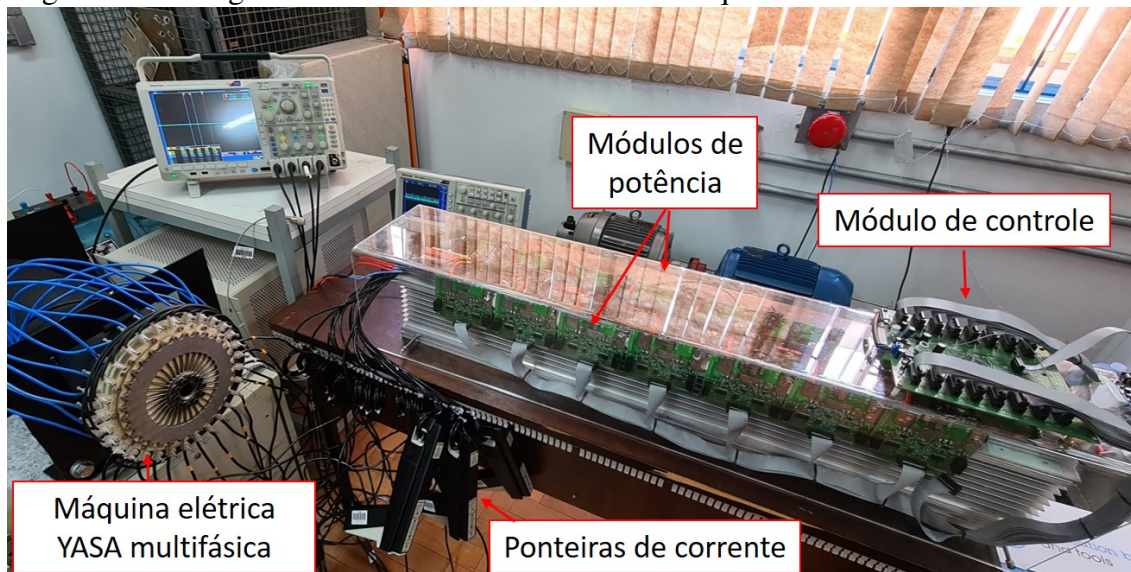
Os ensaios que validam a funcionalidade de acionamento com diferentes topologias de ligação e número de fases foram realizados aplicando cinco tipos de ligação, sendo:

1. tensões fundamentais equilibradas com topologia de 3 fases e ligação unilateral;
2. tensões fundamentais equilibradas com topologia 5 fases e ligação unilateral;
3. tensões fundamentais equilibradas com topologia 15 fases e ligação unilateral;
4. tensões fundamentais equilibradas com topologia 5 estrelas de 3 fases e ligação unilateral;
5. tensões fundamentais equilibradas com topologia 3 estrelas de 5 fases e ligação unilateral.

Os testes experimentais com o inversor acionando a máquina elétrica multifásica foram realizados em bancada como pode ser visto na Figura 35. A simples reconexão elétrica das bobinas e a programação adequada do inversor ao tipo de ligação elétrica utilizada possibilitou a realização dos testes. Em todos os testes a máquina foi acionada com 25 Hz de frequência fundamental e com corrente de fase eficaz de aproximadamente 3 A, para fins de comparação entre as diferentes conexões elétricas.

Os testes realizados utilizam o método de modulação *Min-Max Injection* com frequência portadora de 20 kHz, tempo morto de 800 ns e controle escalar com rampa V/F. É importante destacar que o objetivo do acionamento com cinco tipos de ligações distintas é comprovar a flexibilidade do inversor desenvolvido para acionamento de máquinas multifásicas com diversas conexões elétricas e demonstrar a funcionalidade do inversor, sem

Figura 35 – Fotografia da bancada de ensaio com o máquina elétrica YASA multifásica.



Fonte: Elaborado pelo autor.

se preocupar com diferenças no desempenho da máquina frente as diferentes formas de alimentação. No entanto, a avaliação das diferenças no desempenho de máquinas multifásicas com ligações elétricas distintas é possibilitada a partir da disponibilidade de uma plataforma inversora multifásica como a desenvolvida neste projeto.

A validação da modulação com frequência fundamental de até 1 kHz não foi possível com o protótipo da máquina YASA multifásica disponível para os ensaios devido à limitação mecânica para operar com velocidade síncrona imposta por tal frequência fundamental. Portanto, optou-se por realizar ensaios nessa frequência fundamental por meio da alimentação de cargas resistivas e indutivas (RL). A indutância da carga RL foi definida tomando como base os parâmetros de indutância da máquina 15 fases. A modulação utilizada para o ensaio utiliza a metodologia *Min-Max Injection* com frequência portadora de 100 kHz e tempo morto de 250 ns. Os testes realizados para validar a funcionalidade do acionamento em frequência fundamental de 1 kHz foram realizadas com controle escalar e topologia de ligação trifásica.

Por fim, a característica de redundância e tolerância à falha dos sistemas multiestrela e multifase são validados e apresentados na Seção 4.3 com as topologias 5 fases, 15 fases e multiestrela 5 estrelas de 3 fases. Os ensaios são realizados através da abertura total de uma das fases da máquina.

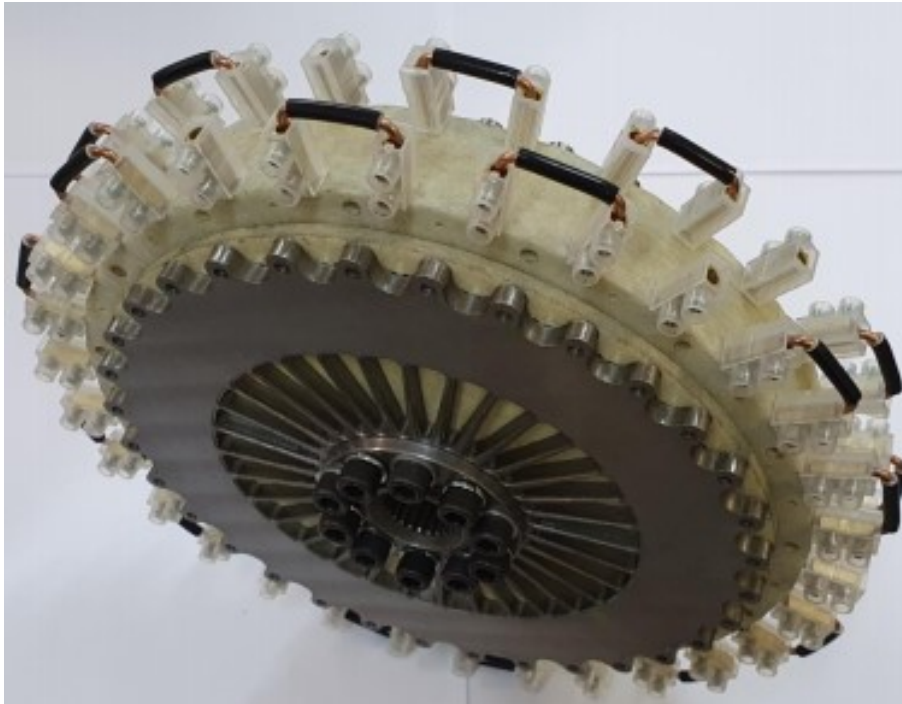
4.1 Descrição e Modelo da Máquina Elétrica YASA Multifásica

O inversor projetado é testado acionando cinco conexões elétricas diferentes em um protótipo de máquina YASA desenvolvida por (GOLTZ, 2021). Esta máquina é simétrica com $Q_a = 30$ segmentos usando aço elétrico laminado de grão orientado, ranhuras com

enrolamentos concentrados de camada dupla e $2p = 32$ polos.

A máquina da Figura 36 pode operar com 3, 5 ou 15 fases conectando-se corretamente os enrolamentos. Além disso, é possível operar com conexões multiestrela simétricas com 3 e 5 fases agrupando adequadamente os neutros isolados. Todos os sistemas elétricos são balanceados em conexão estrela sem a necessidade de uma conexão do neutro para circulação de corrente. Esta máquina possui simetria rotacional dupla, obtida por duas máquinas base, ou seja, $Q_a/2p = 15/16$. Portanto, apenas meia máquina, como mostrado na Figura 37, pode ser usada para representar os fasores de tensão induzida, uma vez que a outra meia máquina tem exatamente os mesmos fasores de tensão. As conexões elétricas entre bobinas das duas máquinas base pode ser com bobinas em série ou em paralelo. Para este trabalho foi utilizada a ligação série.

Figura 36 – Fotografia da máquina YASA utilizada para testes com diferentes ligações.



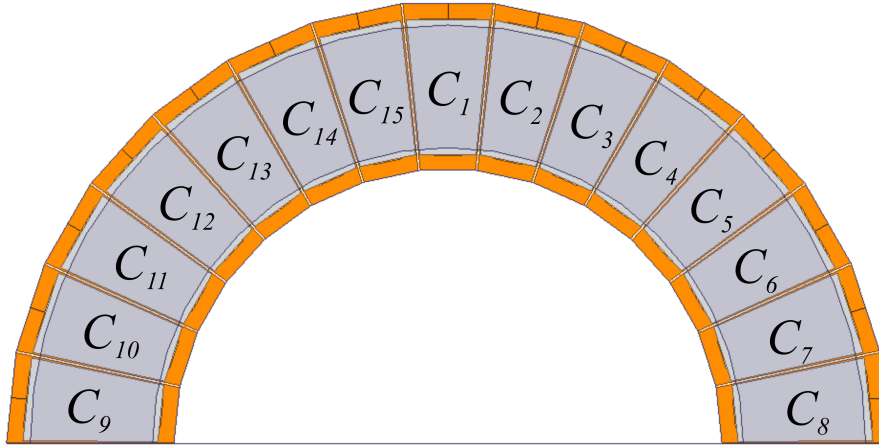
Fonte: (GOLTZ, 2021).

O menor deslocamento de fase elétrica $\Delta_{e1C_xC_{x\pm 1}}$ entre enrolamentos adjacentes para a componente fundamental pode ser definido pela Equação 37, onde o subscrito x , no intervalo $[1, Q_a]$, considera os segmentos de armadura identificados na Figura 37. O primeiro segmento foi nomeado aqui como C_1 e posicionado no centro da armadura da máquina base. No entanto, essa numeração pode ser movida para qualquer outra posição inicial (GOLTZ, 2021).

$$\Delta_{e1C_xC_{x\pm 1}} = \pi \frac{Q_a - 2p}{Q_a} \quad (37)$$

Para a construção da estrela de tensão induzida em circuito aberto para a componente

Figura 37 – Nomenclatura e arranjo das bobinas adotado em uma máquina base.



Fonte: (GOLTZ, 2021).

fundamental na máquina base é necessário determinar o deslocamento de fase angular elétrica entre uma bobina de referência e qualquer outra bobina na máquina base. Considerando que as bobinas são enroladas na mesma direção, a mudança de fase angular elétrica entre a bobina de referência C_1 e qualquer outra bobina C_x pode ser calculada pela Equação 38 (GOLTZ, 2021).

$$\delta_{e1C_1C_x} = \pi \left(\text{sen}\left(\frac{\pi}{2}(x-1)\right) - (x-1)\frac{Q_a - 2p}{Q_a} \right) \quad (38)$$

É possível notar que x pode variar de 1 a Q_a/t_p , onde t_p é o número de máquinas base (duas para o protótipo atual). Considerando a máquina base, os diagramas fasoriais dos sistemas elétricos polifásicos balanceados usando todas as bobinas para $m=15, 5$ e 3 , podem ser obtidos.

Mesmo que a máquina possa ser acionada com várias conexões elétricas diferentes, as equações que descrevem o modelo de uma máquina síncrona de ímãs permanentes com sistema de referência referido ao rotor em termos da componente fundamental são descritas nas equações 39 e 40.

$$v_d = Ri_d + L_d \frac{di_d}{dt} - p\omega_m L_q i_q \quad (39)$$

$$v_q = Ri_q + L_q \frac{di_q}{dt} + p\omega_m (L_d i_d + \Psi_{pm}) \quad (40)$$

onde, v_d, v_q , são as tensão na referência síncrona (d-q), Ψ_{pm} o fluxo magnético fundamental produzido pelos ímãs, L_q, L_d são as indutâncias síncronas, R a resistência de fase do estator, i_d, i_q as correntes síncronas, ω_m a velocidade angular mecânica, e p o número de pares de polos. A equação do torque para a corrente fundamental para todas as conexões elétricas testada nas máquina podem ser obtidas com a Equação 41.

$$T_e = n_{estrelas} \frac{m}{2} i_{qp} \left(i_d(L_d - L_q) + \Psi_{pm} \right) \quad (41)$$

onde $n_{estrela}$ é o número de estrelas.

Sabe-se que o sistema elétrico trifásico pode ser convertido em um sistema de referência síncrono usando a transformação de *Clarke-Park* com amplitude invariante dado pela Equação 42 em sistemas trifásicos. Essa transformação é válida para o componente fundamental das grandezas elétricas e magnéticas.

$$\begin{bmatrix} S_d \\ S_q \\ S_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \sin \theta_r & \sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos \theta_r & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (42)$$

onde, S pode ser substituído por tensões, correntes e fluxos magnéticos, θ_r é a posição angular elétrica do rotor.

Seguindo o mesmo princípio, em máquinas com um número elevado de fases (usualmente ímpar), a matriz de transformação pode ser definida pela Equação 43, onde n é a n -ésima ordem harmônica da variável sendo transformada. Vale ressaltar que é comum fazer uso de injeção de harmônicas de corrente em máquinas multifásica para aumentar a densidade de torque e de potência da máquina. Por esta razão, a Equação 43 é apresentada de uma forma generalizada, incluindo uma ordem harmônica n -ésima. Onde, $\alpha = (2\pi/m)$, $U = (\theta_r - M\alpha)$ para M pertence ao grupo $\{1, 2 \dots, (m-1)/2\}$ no sentido crescente, $Y = (\theta_r + I\alpha)$ para I pertencente ao mesmo grupo de M ao mesmo grupo porém no sentido decrescente.

$$\begin{bmatrix} S_d \\ S_q \\ S_{d_3} \\ S_{q_3} \\ \cdot \\ \cdot \\ S_{d_n} \\ S_{q_n} \\ S_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{m} \begin{bmatrix} \sin \theta_r & \sin(U) & \sin(U) & \dots & \sin(Y) & \sin(Y) \\ \cos \theta_r & \cos(U) & \cos(U) & \dots & \cos(Y) & \cos(Y) \\ \sin 3\theta_r & \sin 3(U) & \sin 3(U) & \dots & \sin 3(Y) & \sin 3(Y) \\ \cos 3\theta_r & \cos 3(U) & \cos 3(U) & \dots & \cos 3(Y) & \cos 3(Y) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \sin n\theta_r & \sin n(U) & \sin n(U) & \dots & \sin n(Y) & \sin n(Y) \\ \cos n\theta_r & \cos n(U) & \cos n(U) & \dots & \cos n(Y) & \cos n(Y) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \dots & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \\ S_4 \\ \cdot \\ \cdot \\ S_m \end{bmatrix} \quad (43)$$

Na sequência são apresentados os ensaios da máquina sendo acionada com 3, 5 e 15 fases com ligação em estrela com um único ponto neutro. Adicionalmente, foram realizados dois ensaios com ligação multiestrela, isto é, com ligação em estrela com mais de um neutro e com os neutros isolados entre si. E um destes ensaios a máquina foi conectada em 5 estrelas trifásicas enquanto que no outro ensaio a máquina foi conectada em 3 estrelas

pentafásicas. Conforme mencionado previamente, as Equações 39 e 40 podem descrever, em termos de variáveis no referencial síncrono, as grandezas elétricas e magnéticas na máquina para as diferentes ligações. Destaca-se que para o caso multiestrela, as grandezas do referencial síncrono são válidas para cada uma das estrelas individualmente. Esta abordagem é possível, pois as indutâncias mútuas entre as bobinas de fase desta topologia de máquina são baixas, logo não há acoplamento significativo entre as diferentes estrelas.

4.2 Ensaios Experimentais com a Máquina YASA Multifásica

Nesta Seção são descritos os ensaios realizados com a máquina YASA multifásica operando com cinco ligações elétricas distintas.

4.2.1 Acionamento da máquina trifásica

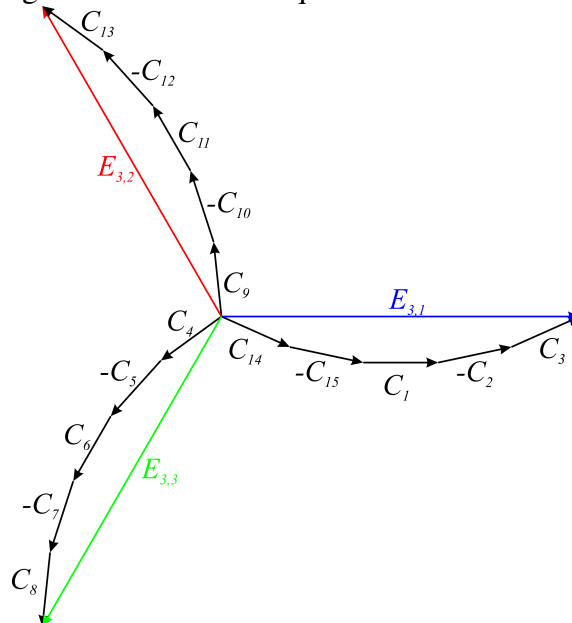
A Figura 38 representa o diagrama fasorial implementado para a ligação das 15 bobinas da máquina base em um sistema trifásico. Na representação, C_x representa o fasor de tensão da componente fundamental corresponde a uma dada bobina, considerando a disposição espacial mostrada na Figura 37 e $E_{m,ph}$ o fasor de tensão de fase da componente fundamental resultante. O subscrito m representa o número de fases do sistema e ph o número de uma determinada fase desse sistema de m fases. A tensão de barramento CC utilizada no ensaio foi de 140 V com índice de modulação 0,58 o que representa uma tensão de pico de fase imposta igual a 40,6 V.

A Figura 39 apresenta o resultado das correntes elétricas obtidas experimentalmente com o inversor acionando a máquina na ligação trifásica. Neste caso, somente três braços inversores do módulo de potência foram utilizados. A análise da Figura 39 demonstra um equilíbrio na amplitude entre a corrente das três fases. Através da análise FFT é possível observar que a máxima variação de amplitude entre as fases da componente fundamental foi de 0,05 A. Este valor representa 1,22 % em relação ao valor de corrente nominal máxima de referência que foi imposto de 4,24 A. É importante destacar que este pequeno desequilíbrio não é necessariamente gerado pelo acionamento com o inversor, mas pode também ser devido a um pequeno desbalanço nas tensões induzidas ou mesmo devido à diferença entre parâmetros do circuito equivalente das fases. Adicionalmente, como esperado, no sistema trifásico a onda de corrente das três fases apresentam defasamento de 120° entre elas. Isso representa a mesma defasagem angular do diagrama fasorial da Figura 38. Os resultados obtidos caracterizam um sistema equilibrado.

4.2.2 Acionamento da máquina pentafásica

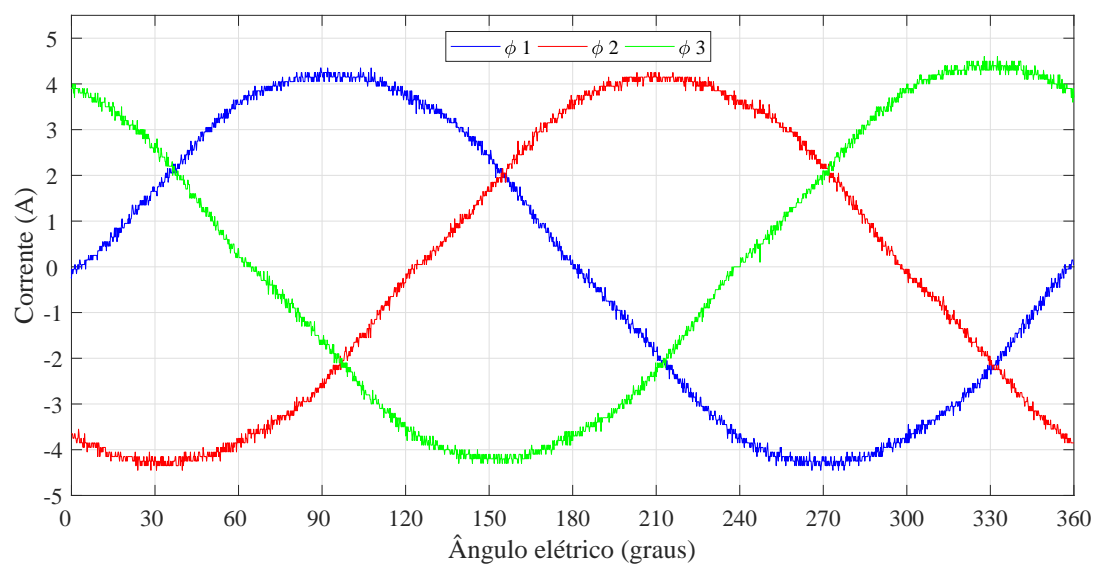
Baseado no modelo da máquina, e nas Equações 37 e 38 foi possível construir o diagrama fasorial da componente fundamental da máquina na ligação pentafásica, como mostra a Figura 40. Conforme pode ser visto, nesta ligação são utilizadas as 15 bobinas

Figura 38 – Diagrama fasorial da máquina YASA com conexão de 3 fases.



Fonte: Elaborado pelo autor.

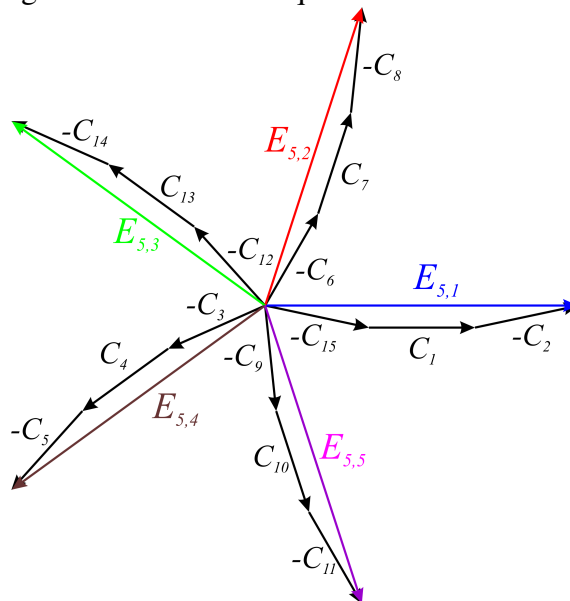
Figura 39 – Correntes de fase para conexão de 3 fases.



Fonte: Elaborado pelo autor.

de uma máquina base, onde, três bobinas são conectadas em série para formar uma fase do sistema pentafásico. O defasamento angular entre fasores de tensão fundamental adjacentes no sistema pentafásico é de 72° . Para realizar os ensaios da máquina com ligação pentafásica foi utilizado 140 V de tensão no barramento CC e índice de modulação 0,494. O valor de tensão de fase máximo que o inversor impõem na componente fundamental da tensão de fase é igual a 34,58 V.

Figura 40 – Diagrama fasorial da máquina YASA com conexão de 5 fases.



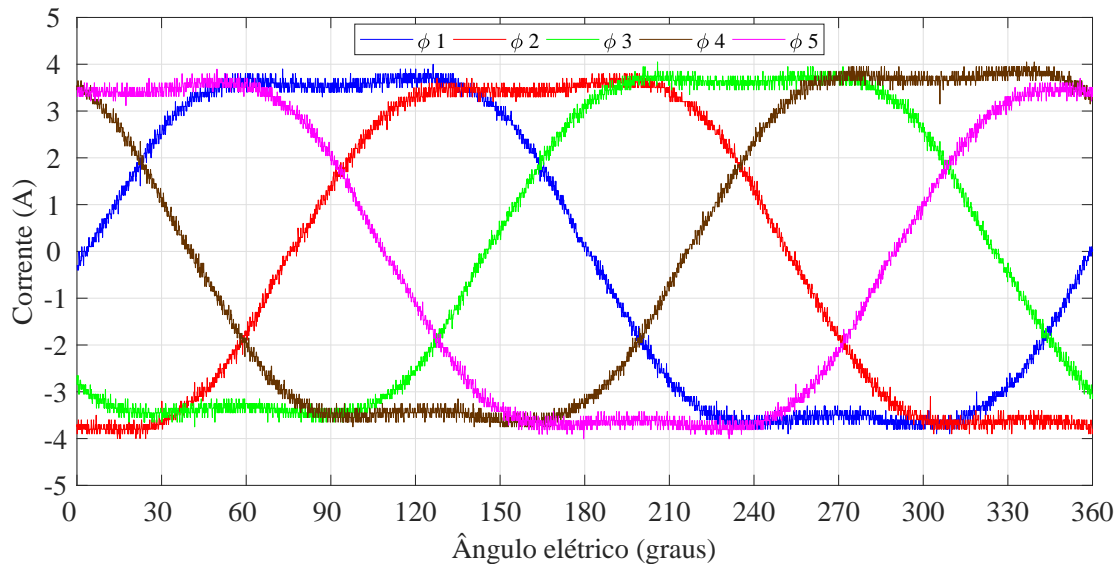
Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 41 apresenta os resultados de corrente elétrica em cada uma das cinco fases do sistema pentafásico. Observa-se através da análise FFT um equilíbrio na amplitude das correntes com máxima variação de amplitude entre duas fases de 0,14 A. Este valor representa 3,4 % em relação ao valor de corrente máxima de referência que foi imposto de 4,24 A. Da mesma forma que discutido para o sistema trifásico, o pequeno desequilíbrio nas amplitudes não pode ser atribuído ao inversor, embora a investigação da causa do desequilíbrio não tenha sido aprofundado. Já a defasagem entre as correntes das fases adjacentes, determinada a partir da Figura 41, é de 72° , conforme esperado.

4.2.3 Acionamento da máquina de 15 fases

Tomando como base as Equações 37 e 38 foi possível construir o diagrama fasorial da máquina para operar com 15 fases, como mostra o diagrama fasorial da Figura 42. Uma característica interessante da topologia de 15 fases é que o fator de distribuição é unitário, pois somente um fasor de tensão induzida de cada máquina base é conectada por fase. Esta característica de ligação caracteriza uma impedância de fase da máquina 5 vezes menor que o sistema trifásico e conseqüente ocorre a redução da tensão induzida. Estas características possibilitam reduzir o nível de tensão do barramento CC e o índice

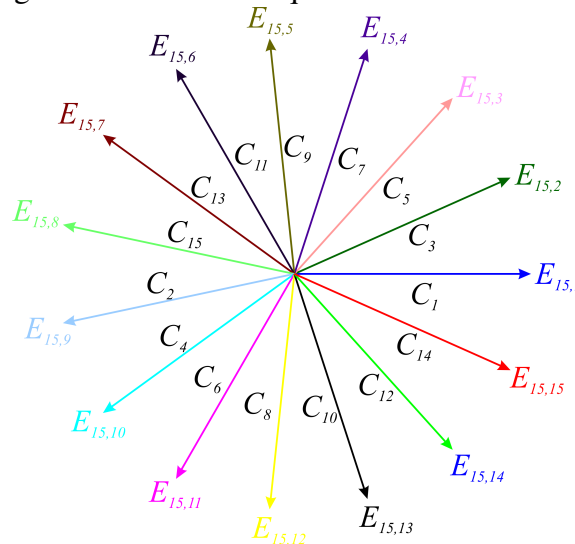
Figura 41 – Correntes de fase para conexão de 5 fases.



Fonte: Elaborado pelo autor.

de modulação para a mesma corrente eficaz de carga das topologias de ligação trifásica e pentafásica. A tensão do barramento CC utilizada no ensaio foi de 34 V e índice de modulação 0,419. Desta forma a tensão de fase máxima que o sistema impõem na componente fundamental é igual a 7,12 V.

Figura 42 – Diagrama fasorial da máquina YASA com conexão de 15 fases.

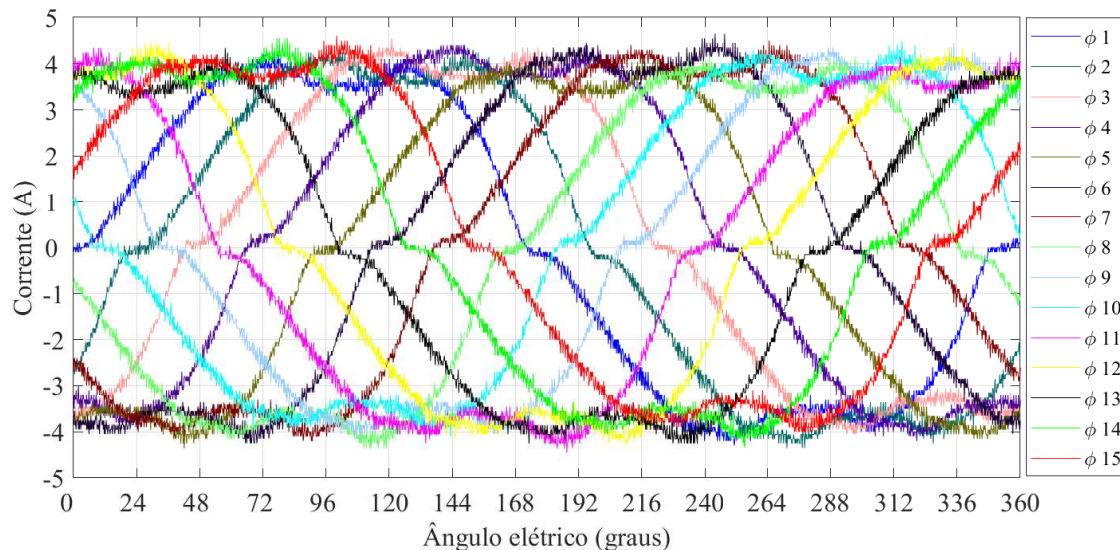


Fonte: Elaborado pelo autor.

As curvas de corrente obtidas ao acionar a máquina de 15 fases são apresentadas na Figura 43. A medição das correntes nas 15 fases não foi realizada de forma simultânea devido à limitação do número de canais do osciloscópio (quatro canais). Logo, para fazer a medida da corrente em todas as fases manteve-se a medida da corrente de uma das fases em um dos canais do osciloscópio como referência e alternou-se a medida dos outros três

canais. Assim, foi realizada a aquisição dos sinais e foi possível obter o defasamento angular de todas as fases com relação a fase tomada como referência.

Figura 43 – Correntes de fase para conexão de 15 fases.



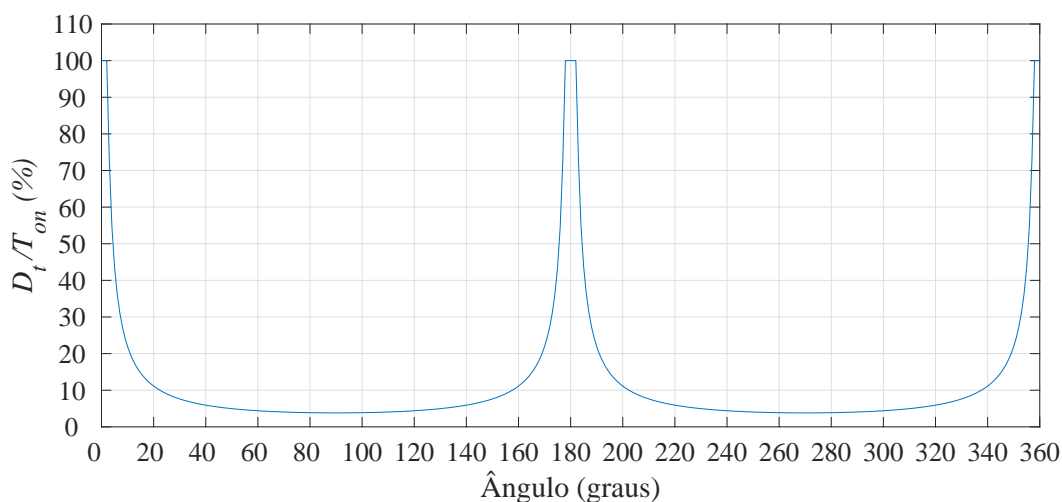
Fonte: Elaborado pelo autor.

Através da análise da FFT dos sinais de corrente da Figura 43 observou-se um baixo desequilíbrio na amplitude das correntes com máxima variação de amplitude entre duas fases de 0,20 A. Este valor representa 4,7 % em relação ao valor de corrente máxima de referência imposta de 4,24 A. O defasamento angular entre as fases adjacentes, observado na Figura 43, é de 24° , como esperado. A defasagem angular entre as fases condizem com a defasagem angular obtida entre os vetores de tensão induzida do diagrama fasorial para a conexão com 15 fases.

No acionamento com a configuração de ligação para 15 fases as ondas de corrente apresentaram distorção próximo a passagem por zero. Esta distorção tem como origem a razão entre o tempo de chave ativa e o tempo de atraso no acionamento denominado D_t (*dead-time*). O tempo D_t é injetado pelo *gate driver* para evitar acionamento simultâneo entre as chaves de um mesmo braço de potência. Considerando o acionamento realizado com o período da portadora $T_p = 50 \mu s$ e o índice de modulação 0,42 o máximo tempo que a chave fica ativa T_{on} é de $21 \mu s$. A Figura 44 demonstra a relação do tempo D_t (800 ns) em relação ao tempo de chave ativo T_{on} . Fica claro que para ângulos próximos de zero e 180° o tempo de atraso de 800 ns representa grande parte do tempo ativo e, nesses ângulos específicos, o tempo ativo é anulado totalmente pelo tempo de atraso. Isso faz com que o tempo T_{on} sofra esta atenuação ocasionada pelo tempo D_t o que gera a distorção visualizada na corrente em ângulos próximos de zero. Esta distorção na corrente pode ocasionar o aumento do componente harmônico na corrente de carga e diminui o desempenho do controle. Esta distorção é proporcional à frequência de portadora que

umenta a razão entre o tempo de atraso e o tempo de amostragem. Os efeitos são mais evidentes com tensões de comando menores, frequências de portadora maiores e tempos de atraso maior, pois encurtam os intervalos de comutação efetivos (LEE; AHN, 2014). Diferentes técnicas de compensação são obtidas na literatura, entre elas o estudo de técnicas de modulação geométrica e modelos de compensação direta onde através da análise da componente harmônica da corrente de carga um tempo de compensação é adicionado ao tempo ativo da chave próximo a passagem por zero (LEE; AHN, 2014).

Figura 44 – Razão entre tempo morto e período durante um ciclo completo para frequência de portadora de 20 kHz, tensão de barramento de 140 V, índice de modulação de 0,42, tempo morto de 800 ns e modulação do tipo *Min-Max Injection*.



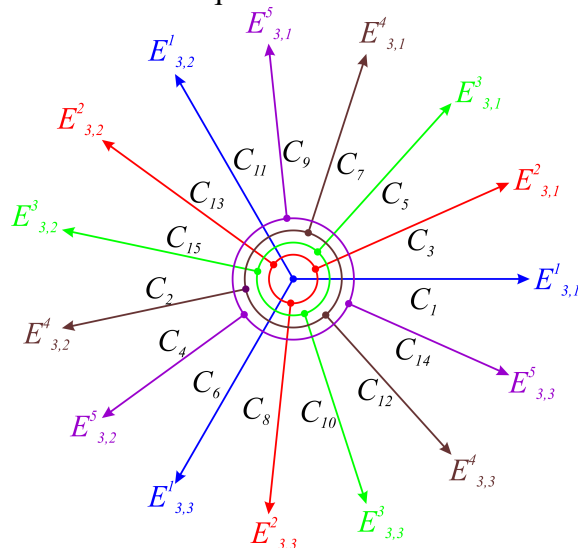
Fonte: Elaborado pelo autor.

4.2.4 Acionamento da máquina multiestrela trifásica

Além das conexões mencionadas anteriormente, é possível acionar a máquina com duas topologias multiestrela utilizando todas as 15 bobinas da máquina base. A primeira ligação, cujo diagrama fasorial é mostrado na Figura 45 possui 5 estrelas isoladas. Cada estrela é composta por um sistema elétrico trifásico. Nesta Figura $E_{m,ph}^{n_{estrela}}$ indica o fasor de tensão de cada uma das estrelas onde o sobrescrito $n_{estrelas}$ representa o número da estrela. Pode-se observar que na conexão multiestrela o fator de distribuição também é unitário, pois, da mesma forma que a ligação com 15 fases, somente um fasor de tensão induzida de cada máquina base é conectado por fase. Esta topologia multiestrela possui as mesmas características elétricas descritas na ligação com 15 fases. Isso torna possível o uso dos mesmos parâmetros de controle e tensões utilizadas no sistema com 15 fases. Na ligação multiestrela as fases equivalentes de cada um dos 5 circuitos trifásicos possui o neutro isolado e estão defasadas entre si em 24° . Já os sistemas trifásicos possuem uma defasagem de 120° entre fases.

As correntes do estator para a ligação multiestrela com 5 estrelas trifásicas indepen-

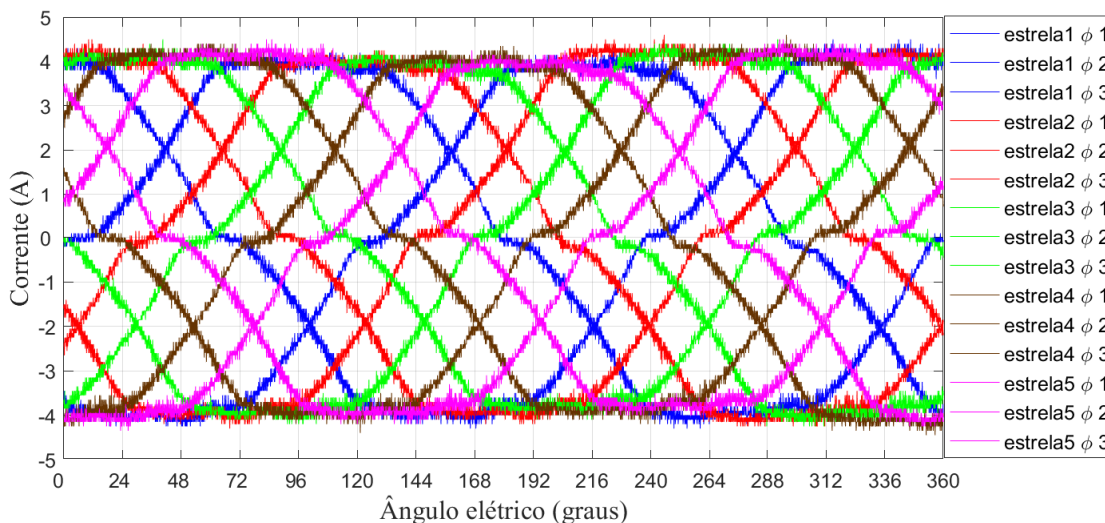
Figura 45 – Diagrama fasorial da máquina YASA com conexão de 5 estrelas de 3 fases.



Fonte: Elaborado pelo autor.

dentos é mostrada na Figura 46. Nesta Figura as cores das correntes de mesma estrela são iguais, seguindo o mesmo padrão de cores adotado para a Figura 45.

Figura 46 – Correntes de fase para conexão com 5 estrelas de 3 fases.



Fonte: Elaborado pelo autor.

É possível observar na Figura 46 que a corrente das fases que compõem um subsistema trifásico em ambas as estrelas estão igualmente defasadas de 120 graus entre si. Já a defasagem entre as mesmas fases, exemplo $ph = 1$, de estrelas diferentes é de 24° para estrelas adjacentes. Através da análise da FFT das correntes da Figura 46 observou-se um baixo desequilíbrio na amplitude das correntes com máxima variação entre duas fases de 0,020 A. O desequilíbrio máximo entre duas fases é considerado baixo dado que o este valor representa 0,47 % em relação ao valor de corrente máxima de referência imposta

de 4,24 A. Da mesma forma que no sistema com 15 fases, as ondas de corrente também apresentaram distorção próximo a passagem por zero. O motivo que gerou a distorção no sistema com 15 fases pode ser estendida ao modelo multiestrela já que os parâmetros de operação e níveis de tensão são os mesmos que foram aplicados ao sistema com 15 fases.

Desta forma as características mencionadas anteriormente conferem à ligação multiestrela o mesmo desempenho de conversão eletromecânica para componente fundamental que se obteve na máquina de 15 fases. No entanto, a conexão multiestrela pode reduzir significativamente a complexidade do controle e a necessidade de recursos de processamento com alto desempenho.

4.2.5 Acionamento da máquina multiestrela pentafásica

A segunda topologia multiestrela, mostrada na Figura 47, possui 3 estrelas isoladas composta por sistemas elétricos de 5 fases. Assim como o sistema multiestrela trifásico e o sistema de 15 fases, o fator de distribuição para este tipo de ligação também é unitário, pois é utilizada uma bobina por fase por estrela. Desta forma os parâmetros de acionamento utilizados são os mesmos utilizados no modelo de 15 fases. A tensão do barramento CC foi de 34 V e o índice de modulação igual a 0,419, o que representa uma componente fundamental de pico da tensão de fase igual a 7,12 V.

Na Figura 46 é possível visualizar a forma de onda da corrente na carga para as três estrelas pentafásicas. A máxima variação de amplitude entre as fases obtida foi de 0,19 A. Apesar da diferença máxima de 4,5 % em relação ao valor de corrente máxima de referência imposta de 4,24 A, este pequeno desequilíbrio não pode ser necessariamente atribuído ao inversor, conforme já discutido para as conexões anteriormente abordadas.

Assim, como no caso de 15 fases e no caso multiestrela trifásico, as ondas de corrente também apresentaram distorção próximo à passagem por zero. O motivo que gerou a distorção no sistema com 15 fases pode ser estendida a ambos os modelos multiestrela ensaiados, já que os parâmetros de operação e níveis de tensão são os mesmos que foram aplicados nas três topologias de ligação.

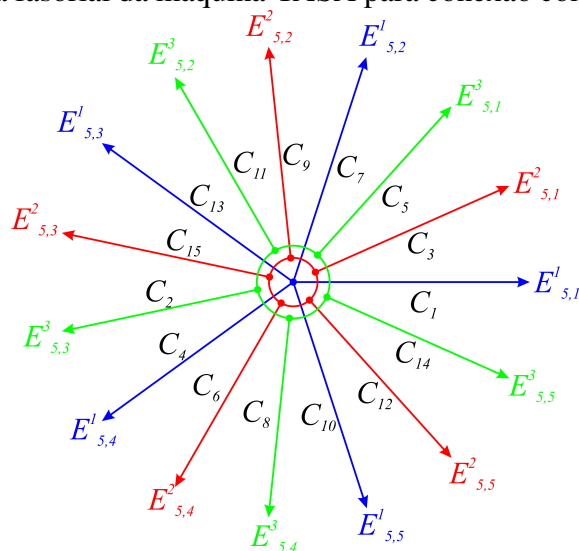
Além disso, observa-se na Figura 46 um achatamento da curva nos valores máximos e mínimos, o que é relacionado à presença da componente de terceira harmônica gerada pelo motor na ligação pentafásica. A presença de componentes harmônicas na corrente se justifica principalmente pela presença destas componentes na tensão induzida a vazio, conforme verificado por meio de modelos e de forma experimental por (GOLTZ, 2021).

Por fim, é importante destacar que ambas as ligação multiestrela devem apresentar o mesmo desempenho de conversão eletromecânica de energia para a componente fundamental do que aquela que se obtém na máquina de 15 fases. No entanto, a conexão multiestrela pode reduzir significativamente a complexidade do controle e a necessidade de recursos de processamento com alto desempenho quando comparado ao sistema com 15 fases. Outro destaque que se observa no sistema multiestrela com 5 fases quando com-

parado ao sistema multiestrela trifásico é que além de reduzir a complexidade do controle as vantagens dos sistemas multifásicos descritas na Seção 2.2 são aplicáveis.

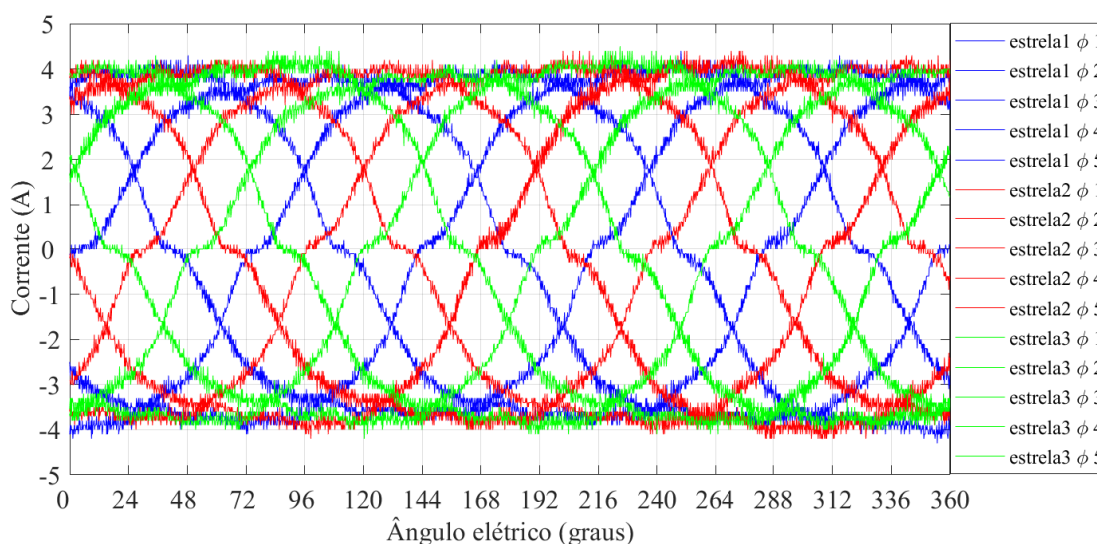
Para verificar a coerência dos resultados obtidos, na próxima Subseção é apresentada uma análise harmônica das correntes medidas nas cinco ligações apresentadas nesta Seção.

Figura 47 – Diagrama fasorial da máquina YASA para conexão com 3 estrelas de 5 fases.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 48 – Correntes de fase para conexão com 3 estrelas de 5-fases.



Fonte: Elaborado pelo autor.

4.2.6 Análise harmônica das correntes

A composição harmônica das correntes elétricas obtidas por transformadas FFT para os harmônicos de baixa ordem são apresentadas na Tabela 4 e a distribuição gráfica das

componentes harmônicas são apresentadas na Figura 49. Como esperado, todas as conexões elétricas não apresentam circulação de corrente de sequência zero. Por exemplo, o sistema trifásico não contém terceira harmônica e múltiplas. O equivalente é válido para os sistemas de 5 e 15-fases, pois o sistema pentafásico não apresenta quinta harmônica e o sistema de 15 fases não apresenta décima-quinta harmônica. Isso corrobora para a validação do sistema de acionamento de ambos os modelos de ligação ensaiados.

Tabela 4 – Amplitude máxima dos harmônicos de corrente até 15° ordem.

Ordem harmônica	3 ϕ		5 ϕ		15 ϕ		5 estrelas-3 ϕ		3 estrelas-5 ϕ	
	(A)	(%)	(A)	(%)	(A)	(%)	(A)	(%)	(A)	(%)
\hat{I}_1	4,253	100	4,239	100	4,373	100	4,208	100	4,201	100
\hat{I}_2	0,039	0,93	0,022	0,52	0,72	1,50	0,020	0,69	0,035	0,84
\hat{I}_3	0,03	0,72	0,715	16,87	0,452	10,33	0,020	0,55	0,466	11,10
\hat{I}_4	0,009	0,23	0,002	0,07	0,027	0,61	0,015	0,34	0,013	0,305
\hat{I}_5	0,093	2,18	0,016	0,39	0,352	8,04	0,314	7,50	0,021	0,50
\hat{I}_6	0,005	0,13	0,005	0,13	0,015	0,34	0,001	0,03	0,008	0,19
\hat{I}_7	0,049	1,16	0,017	0,41	0,093	2,13	0,070	1,65	0,092	2,20
\hat{I}_8	0,002	0,06	0	0	0,014	0,33	0,002	0,06	0,011	0,27
\hat{I}_9	0,012	0,23	0,027	0,64	0,093	2,14	0,007	0,17	0,096	2,28
\hat{I}_{10}	0,008	0,18	0,001	0,04	0,013	0,31	0,005	0,13	0,002	0,05
\hat{I}_{11}	0,001	0,13	0,015	0,35	0,073	1,70	0,056	1,33	0,073	1,74
\hat{I}_{12}	0,009	0,23	0,006	0,13	0,008	0,19	0,006	0,16	0,003	0,08
\hat{I}_{13}	0,008	0,18	0,008	0,18	0,068	1,55	0,059	1,41	0,073	1,74
\hat{I}_{14}	0,006	0,16	0	0	0,004	0,20	0,003	0,08	0,003	0,08
\hat{I}_{15}	0,007	0,17	0,002	0,07	0,002	0,06	0,003	0,08	0,007	0,17

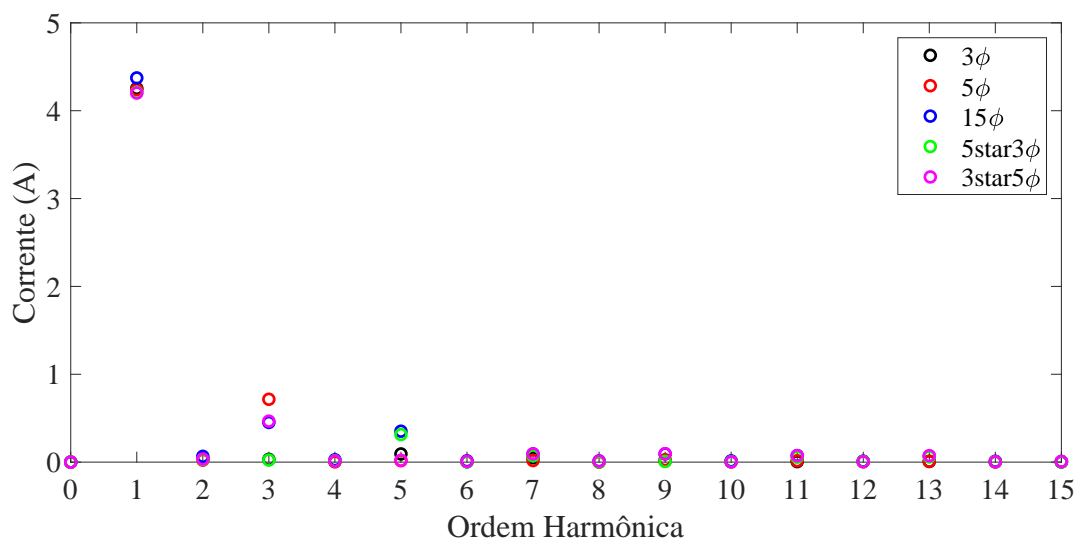
Fonte: Elaborado pelo autor.

No sistema pentafásico observou-se a circulação da corrente de terceira harmônica com 16,87 % da fundamental. Já no caso do sistema com 15 fases duas componentes harmônicas ficaram maiores que zero: a terceira e a quinta ordem que representam 10,33 % e 8,04 % da componente de corrente fundamental, respectivamente. A presença destes componentes harmônicos é gerada principalmente pela presença destas componentes na tensão induzida do protótipo da máquina YASA desenvolvida por (GOLTZ, 2021). Outro fator que contribui para o aumento do conteúdo harmônico é a presença do tempo morto utilizado para evitar acionamento simultâneo das chaves do mesmo braço, conforme discutido na Subseção 4.2.3.

Nas topologias multiestrela também não ocorre a circulação da componente de sequência zero, pois no sistema multiestrela trifásico não é observada a circulação da componente de terceira harmônica enquanto que no sistema multiestrela pentafásico não há presença de corrente de componente de ordem 5.

A distorção harmônica total, THD, das correntes para cada uma das ligações da máquina YASA avaliadas é apresentada na Tabela 5. O grupo de harmônicos de baixa or-

Figura 49 – FFT da corrente para os sistemas com 3- ϕ , 5- ϕ , 15- ϕ , 5 estrelas com 3- ϕ , 3 estrelas com 5- ϕ .



Fonte: Elaborado pelo autor.

dem, composto pelos harmônicos 2 a 15 é analisado de forma separada dos harmônicos considerados de elevada ordem (maiores que 15). Adicionalmente é avaliada a THD considerando desde a harmônica 2 até a 970. Quando avaliado a taxa de distorção harmônica somente para os harmônicos de alta ordem composto pelos harmônicos 16 ao 970 se observou que a taxa de distorção é maior quando o número de fases aumenta. Esta característica reflete a influência da distorção gerada pelos harmônicos de alta ordem e a respectiva diminuição da indutância de fase apresentada na Tabela ?? com o aumento do número de fases. Ao aumentar o número de fases a indutância diminui enquanto a frequência de portadora manteve-se fixa em 20 kHz. Assim, a ondulação em alta frequência da corrente é maior com a redução da indutância.

Tabela 5 – Taxa de distorção harmônica, THD para grupos de componentes harmônicos.

Ordem Harmônica	3 ϕ (%)	5 ϕ (%)	15 ϕ (%)	5 estrelas-3 ϕ (%)	3 estrelas-5 ϕ (%)
\hat{I}_2 a \hat{I}_{15}	2,81	16,91	13,74	7,95	11,85
\hat{I}_{16} a \hat{I}_{970}	2,63	2,82	3,54	2,76	3,69
\hat{I}_2 a \hat{I}_{970}	3,85	17,08	14,19	8,42	12,42

Fonte: Elaborado pelo autor.

4.3 Acionamento com Abertura de Fase

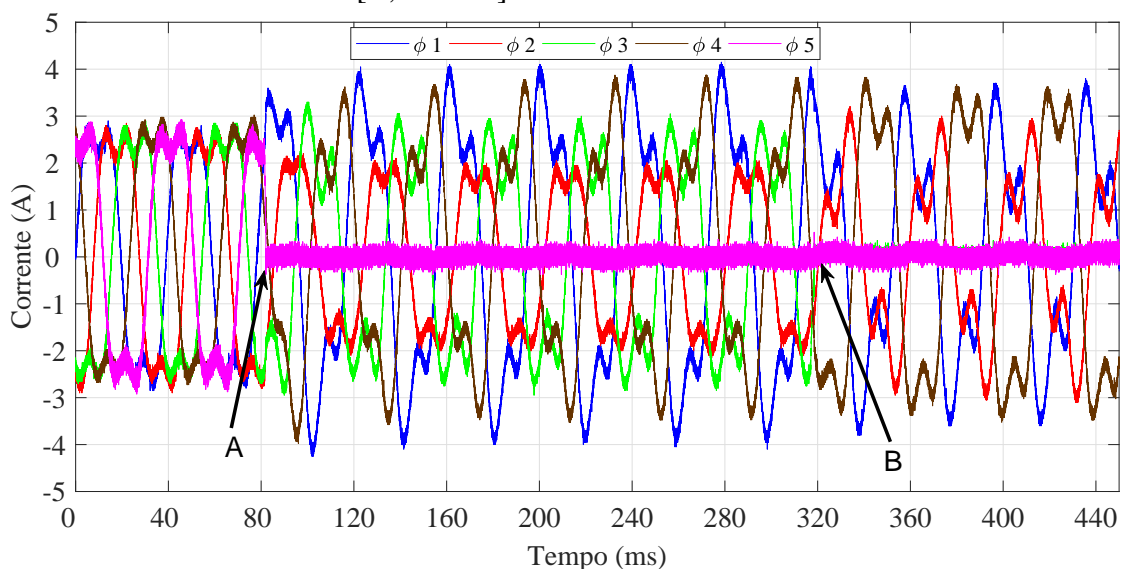
A redundância e tolerância a falhas é uma das principais vantagens em sistemas com múltiplas fases e/ou multiestrela. A funcionalidade do inversor mesmo em condição de falha é considerada uma das contribuições deste trabalho. Desta forma, a funcionalidade

da máquina e do inversor mesmo em condição de falta é validada de forma qualitativa. Os ensaios foram restringidos a três topologias, são elas: ligação pentafásica, com 15 fases e na topologia multiestrela pentafásica. As falhas simuladas consideram a abertura total de uma das fases do sistema e avaliação das correntes nas outras fases e verificação da manutenção do sincronismo na máquina.

No teste com a ligação pentafásica abriu-se inicialmente a fase identificada como 5 no instante de tempo definido como (A) na Figura 50. O valor eficaz da componente fundamental da corrente na fase 5 passou a ser zero, enquanto o valor observado de corrente eficaz na componente fundamental das fases 1 a 4 foi 2,46 A, 1,41 A, 1,79 A e 2,10 A, respectivamente. Isso demonstra um desequilíbrio entre as fases máximo de 1,05 A devido à abertura de uma das fases.

Na sequência, no instante de tempo (B) identificado na Figura 50, a fase 3 da máquina pentafásica também foi aberta. O valor eficaz da componente fundamental da corrente nas fases 3 e 5 que estavam abertas foi a zero, enquanto, o valor de corrente eficaz na componente fundamental das fases 1, 2 e 4 foi 1,98 A, 1,56 A, e 2,50 A, respectivamente. O desequilíbrio máximo de corrente entre as fases ativas foi de 0,94 A. Observou-se portanto que, nas condições de operação com falta sem nenhum tipo de controle aplicado há um desequilíbrio significativo entre as correntes; no entanto, a máquina continuou operando e manteve o sincronismo.

Figura 50 – Correntes na máquina pentafásica sem falha no intervalo [0, A], com falta provocada por abertura na fase 5 no intervalo [A, B] e com falta provocada por aberturas nas fases 5 e 3 no intervalo [B, 450 ms].

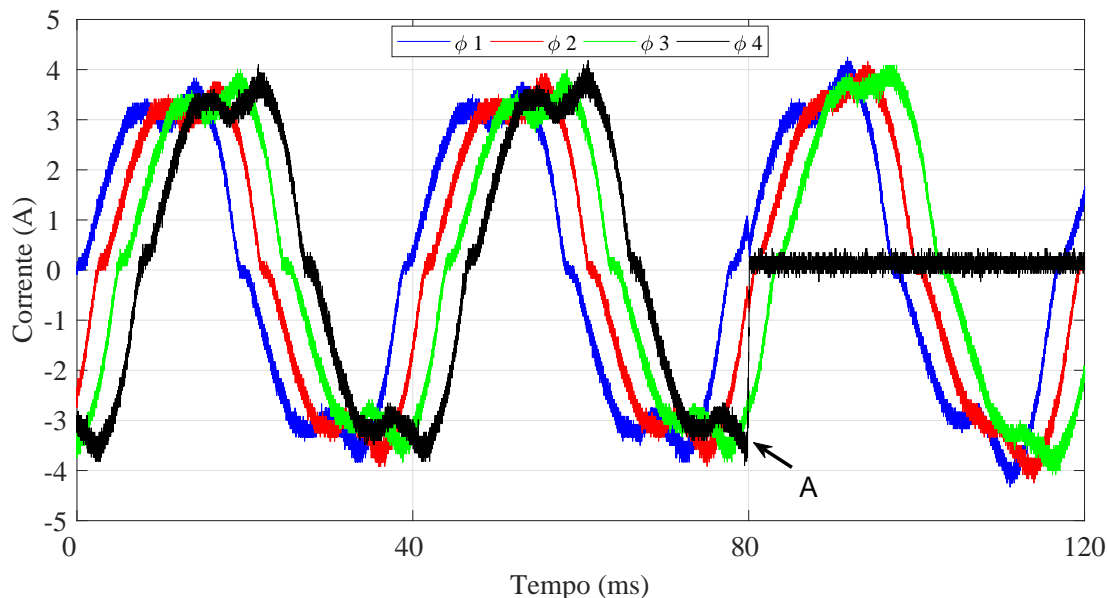


Fonte: Elaborado pelo autor.

A topologia de ligação com 15 fases também possui características de redundância e tolerância a falhas. Para validar a funcionalidade do inversor sob falha de uma das fases, foi desconectada arbitrariamente a fase 4 no instante de tempo definido pelo ponto (A),

destacado na Figura 51. A Figura 51 demonstra a corrente nas fases identificadas como 1, 2, 3 e 4 antes e depois do instante em que ocorreu a falta na fase 4. Em função do limite de canais do osciloscópio, a corrente da falha durante o transitório foi analisada apenas nas fases 1, 2, 3 e 4. A partir do ponto de falha, já em regime permanente a amplitude da componente fundamental da corrente foi analisada para as 15 fases. Os resultados obtidos são apresentados na Tabela 6 e as formas de onda das correntes são mostradas na Figura 52. Os resultados demonstram que a abertura de uma fase ocasiona baixa variação na amplitude da corrente. A variação máxima da amplitude da corrente entre duas fases observada foi de 0,5 A. Este aspecto é característico em máquina com elevado número de fases, ou seja, a falha em uma das fases pouco afeta as demais fases e a máquina continua operando, sem perder o sincronismo.

Figura 51 – Correntes nas fases 1, 2, 3 e 4 da máquina de 15 fases sem falha no intervalo [0, A] e com falta provocada por abertura na fase 4 no intervalo [A, 120 ms].



Fonte: Elaborado pelo autor.

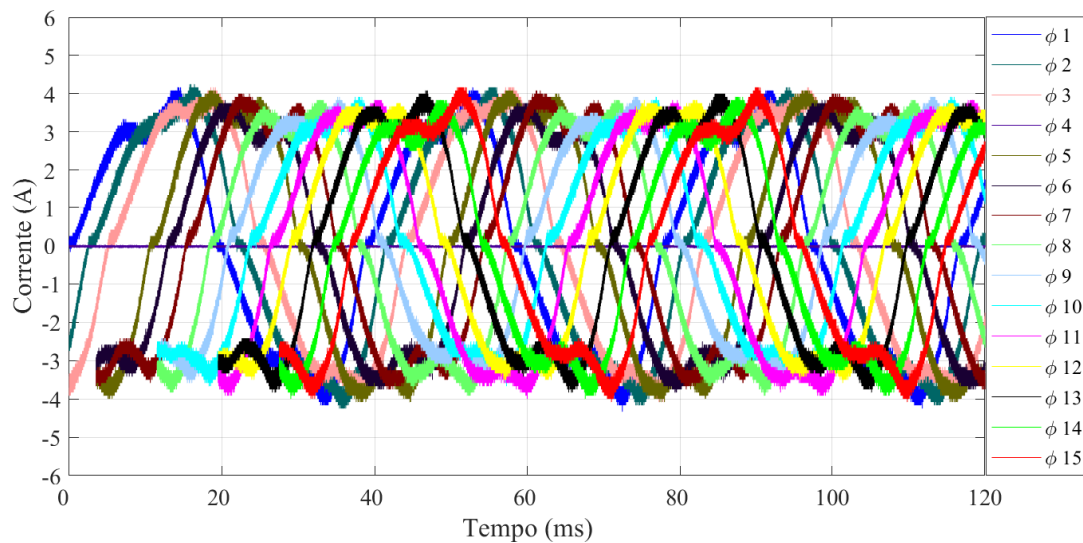
Tabela 6 – Corrente eficaz da componente fundamental para a conexão de 15 fases com falha na fase 4.

Nº da Fase	I(A)	Nº da Fase	I(A)	Nº da Fase	I(A)
ϕ_1	2,60	ϕ_6	2,68	ϕ_{11}	2,56
ϕ_2	2,56	ϕ_7	2,39	ϕ_{12}	2,89
ϕ_3	2,56	ϕ_8	2,49	ϕ_{13}	0,02
ϕ_4	2,58	ϕ_9	2,65	ϕ_{14}	2,73
ϕ_5	2,58	ϕ_{10}	2,64	ϕ_{15}	2,67

Fonte: Elaborado pelo autor.

A terceira topologia analisada sob falha foi a ligação multiestrela composta por 5 estrelas trifásicas. A falha foi simulada abrindo duas fases de uma mesma estrela. As

Figura 52 – Correntes de fase para conexão 15 fases com abertura da fase 4.



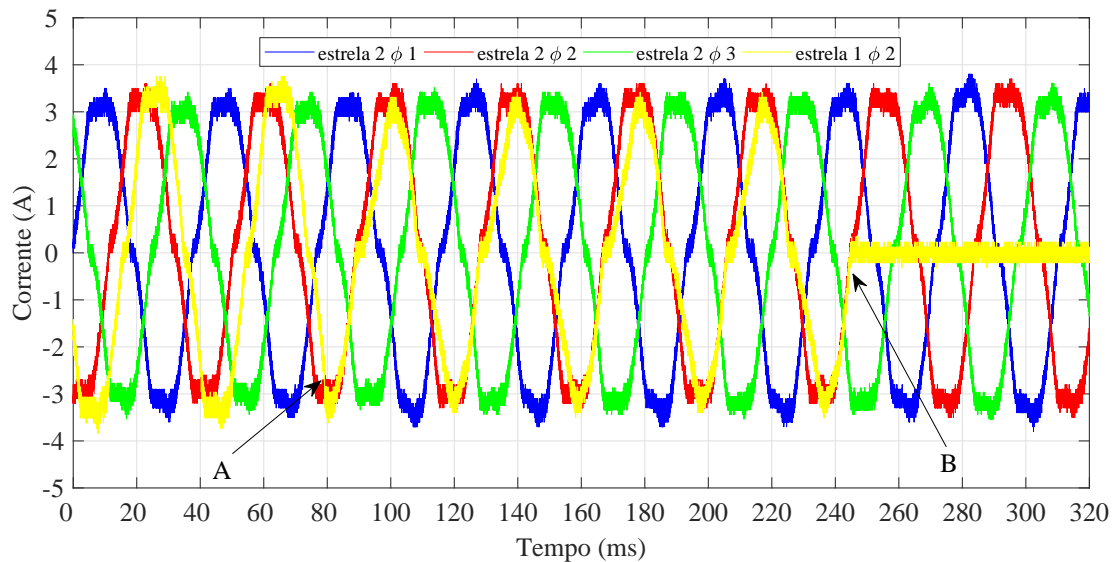
Fonte: Elaborado pelo autor.

correntes foram monitoradas na estrela em que ocorre falha (estrela 1) e em outra estrela onde não ocorre falha (estrela 2). Entretanto, dada a limitação do número de canais disponíveis no osciloscópio, foram realizados dois ensaios executando-se o mesmo procedimento; mas, no primeiro ensaio foram adquiridas as três correntes na estrela 2, onde não ocorre falha, e a corrente em uma das fases (ϕ_2) da estrela onde ocorre falha (Figura 53). Já no segundo ensaio foram adquiridas as três correntes na estrela 1, onde ocorrem as duas falhas, e a corrente de uma fase (ϕ_3) da estrela 2, onde não ocorre falha (Figura 54). O instante em que ocorreu a abertura da fase ϕ_3 da estrela 1 é definido como ponto (A) e o instante de abertura da fase ϕ_2 da estrela 1 é definido como ponto (B). Estes dois pontos podem ser visualizados na Figura 53 e 54.

As correntes da estrela 2, adjacente a estrela que ocorreu a falha (estrela 1), são analisadas em três períodos de tempo conforme demonstrado na Tabela 7. O primeiro período "sem falhas" é o período que antecede o ponto (A). A falha "fase 3 aberta" é o período entre os pontos (A) e (B) e a falha "fase 2 e 3 aberta" é o período após o ponto (B).

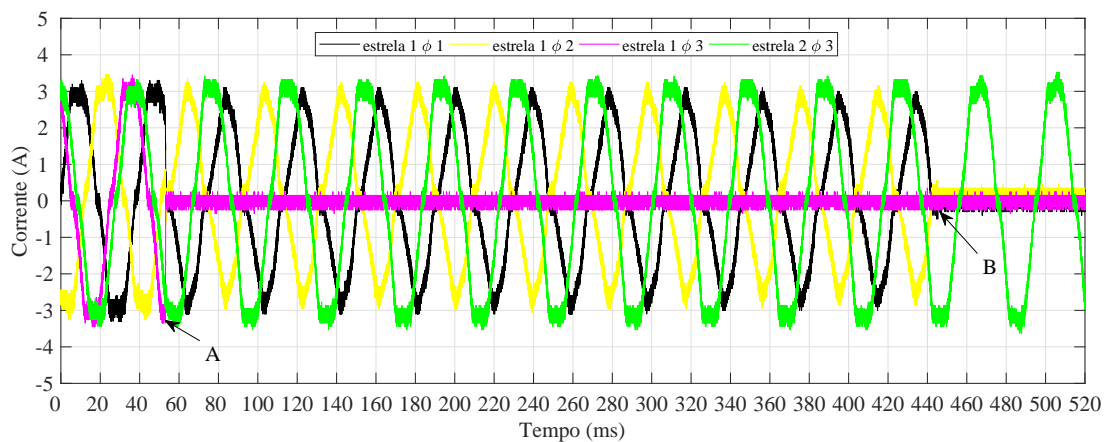
Os resultados da corrente eficaz nas três condições apresentados na Tabela 7 demonstram que mesmo ocorrendo falhas em outras estrelas que compõem o sistema multiestrela, as amplitudes se mantiveram praticamente inalteradas e as mesmas não apresentaram desequilíbrio acentuado pela presença de falha em estrela adjacente. Este comportamento acentua a vantagem dos sistemas multiestrela para operação sob condições de falta em máquinas elétricas.

Figura 53 – Correntes de fase para estrela 2 em que não foi simulado a falha para conexão 5 estrelas e 3 fases.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 54 – Correntes de fase na estrela 1 em que foi simulado a falha para conexão 5 estrelas e 3 fases.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Tabela 7 – Corrente eficaz de fase para a componente fundamental para o ensaio da máquina multiestrela trifásica.

Falhas na estrela 1	estrela 2 $\phi 1(A)$	estrela 2 $\phi 2(A)$	estrela 2 $\phi 3(A)$	estrela 1 $\phi 2(A)$
sem falhas	2,36	2,36	2,27	2,50
fase 3 aberta	2,40	2,40	2,36	1,99
fase 2 e 3 abertas	2,36	2,36	2,27	2,50

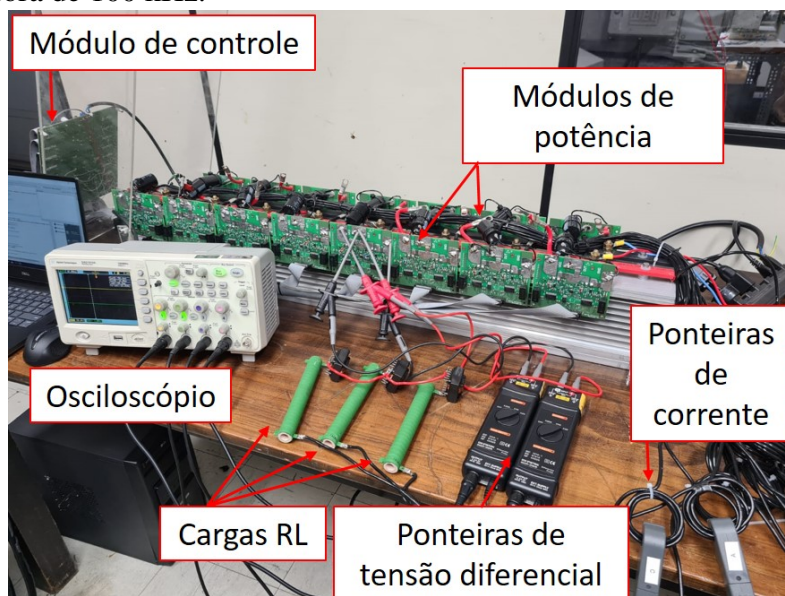
Fonte: Elaborado pelo autor.

4.4 Acionamento com Carga RL

A validação da funcionalidade do inversor em termos da frequência fundamental e frequência portadora foi realizada alimentando-se cargas com resistor e indutor em série (RL). Para isso, aplicou-se na carga a frequência moduladora de 1 kHz e a frequência portadora de 100 kHz.

Os testes foram realizados em bancada com carga RL, conforme ilustra a Figura 55. Os indutores foram desenvolvidos para apresentar aproximadamente a mesma indutância da máquina de 15 fases, isto é, $2,09 \cdot 2 \approx 4,3$ mH. Esta indutância é considerada para conexão de dois grupos de bobinas em série. A indutância foi medida conforme a fotografia da Figura 81 do Apêndice D. O índice de modulação utilizado para os ensaios foi fixado em 0,4 e a tensão do barramento $V_{dc} = 60$ V.

Figura 55 – Bancada utilizada para ensaio do inversor com frequência moduladora de 1 kHz e portadora de 100 kHz.

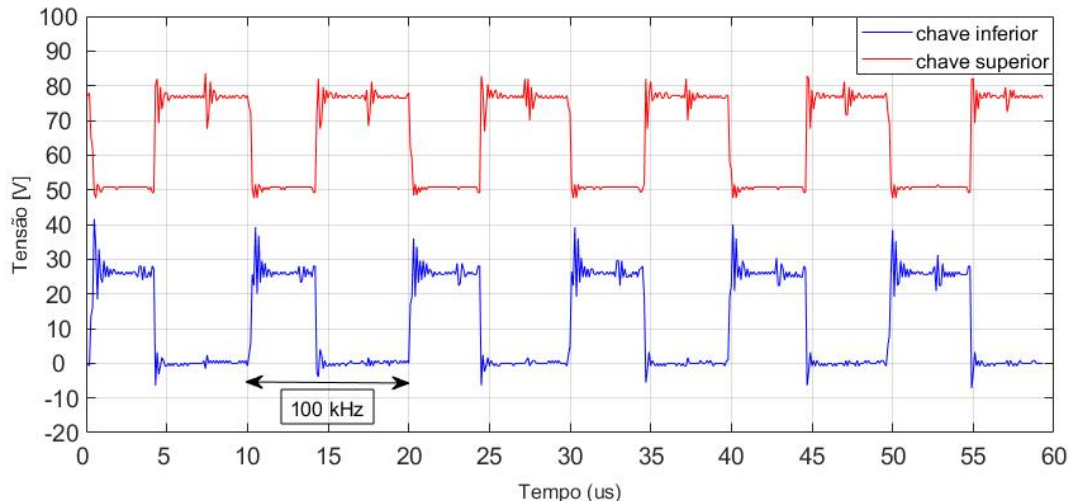


Fonte: Elaborado pelo autor.

As curvas de tensão sobre as porta das chaves SiC MOSFET de um mesmo braço são apresentadas na Figura 56. É possível observar que as chaves possuem sinais complementares. Além disso, é destacado que o tempo de um ciclo de acionamento é de $10 \mu s$,

o que comprova o chaveamento com frequência de portadora de 100 kHz.

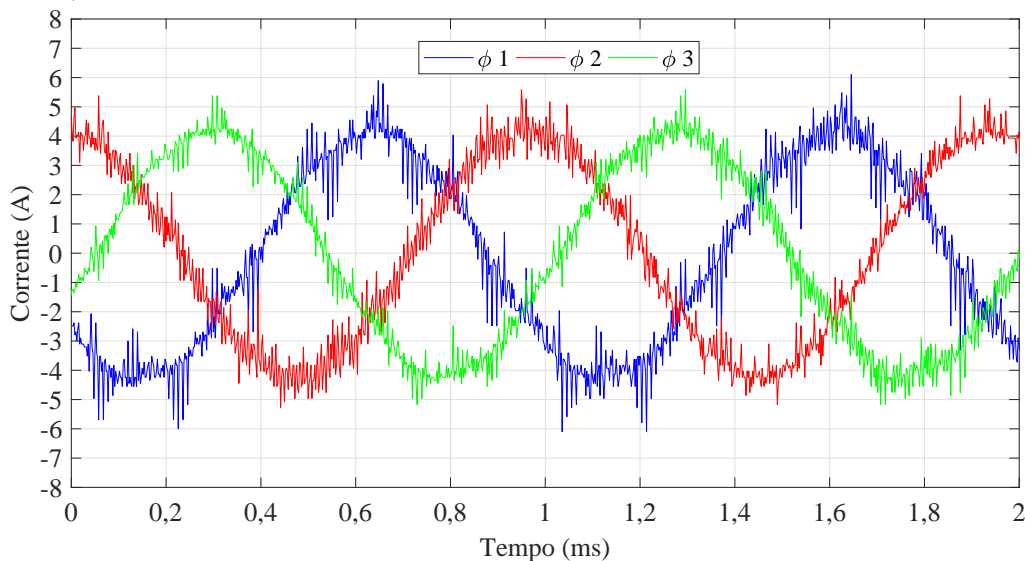
Figura 56 – Tensão sobre a chave SiC MOSFET com frequência portadora de 100 kHz.



Fonte: Elaborado pelo autor.

No ensaio com carga RL utilizou-se um sistema trifásico, pois o objetivo principal é demonstrar a funcionalidade em termos da frequência de chaveamento e da frequência fundamental de operação. A corrente de linha na carga para as três fases do sistema trifásico alimentado pelo inversor é apresentada na Figura 57. É possível observar que as três correntes possuem uma variação de amplitude de 0,41% e estão defasadas entre si de 120 graus. É possível observar ainda que a frequência fundamental, que é igual a frequência da moduladora, obtida neste ensaio é de 1 kHz.

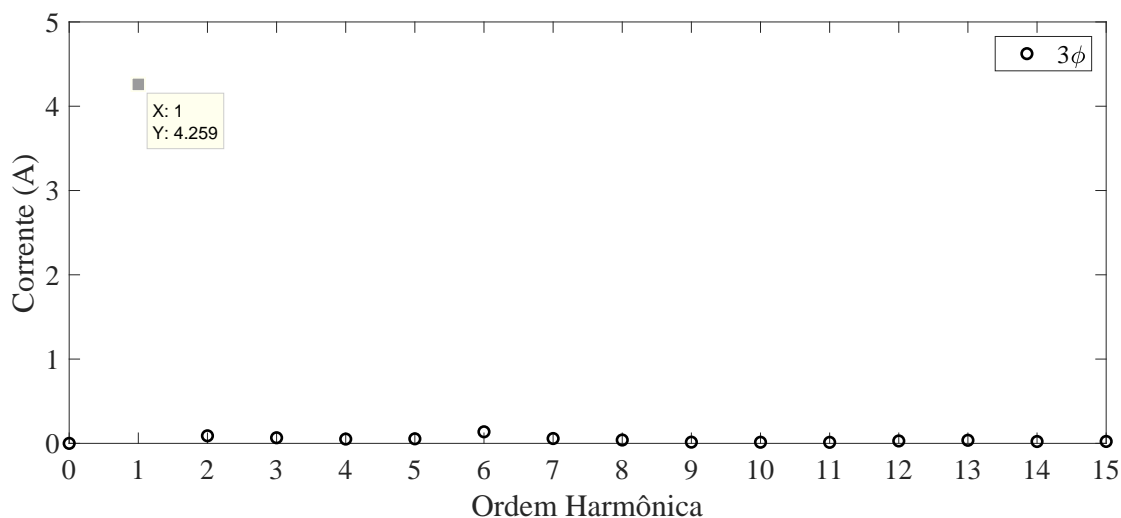
Figura 57 – Correntes de fase para conexão trifásica e frequência de moduladora igual a 1 kHz.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Analisando o conteúdo harmônico da corrente, na Figura 58, observa-se a presença da componente fundamental (com valor de pico de 4,259 A). As demais harmônicas de até a décima quinta ordem não são significativas. Adicionalmente, a partir da Figura 58 é possível observar que as três correntes têm amplitudes iguais e defasamento angular de 120° entre si, o que caracteriza um sistema trifásico equilibrado, conforme esperado.

Figura 58 – FFT da corrente com carga RL e frequência de moduladora igual a 1 kHz.



Fonte: Elaborado pelo autor.

4.5 Considerações Finais do Capítulo

Este capítulo detalhou a metodologia de ensaio adotada nos experimentos realizados para a validação de funcionalidade do inversor proposto. As características do protótipo da máquina YASA, apresentado por (GOLTZ, 2021) foram apresentadas. Estas características foram utilizadas para o modelamento dos diagramas fasoriais utilizados nas cinco topologias de ligação ensaiadas. As ligações propostas foram ensaiadas em bancada e através de um controle escalar apresentaram desempenho que comprova a funcionalidade e flexibilidade do inversor. Desta forma, os modelos de algoritmo propostos para o acionamento foram validados.

A validação das cinco topologias comprovam a flexibilidade desejada, caracterizando o inversor proposto como uma bancada, que pode ser utilizada para ensaios de diversas topologias de máquinas elétricas com diversos tipos de conexões.

Na sequência os resultados de simulação sob falha foram avaliados para três das cinco topologias propostas. Em ambos a máquina manteve o sincronismo e continuou operando, mesmo sem aplicar técnicas de controle, o que atesta a capacidade do inversor de operar máquinas multifásicas e multiestrela sob condições de falha.

Por fim o ensaio realizado com carga RL demonstra a capacidade do inversor em

acionar além de cargas dinâmicas, cargas fixas com frequência fundamental de até 1 kHz e com frequência de chaveamento de 100 kHz, comumente utilizadas em motores de alta velocidade e/ou elevado número de polos.

Sendo assim, com os testes apresentados nesta seção é demonstrado que o inversor desenvolvido possui capacidade de acionar diversas topologias de máquinas elétricas multifásicas e até mesmo multiestrela. A implementação de técnicas de controle mais modernas como controle vetorial contribuirão para melhora dos resultados e minimização na oscilação de corrente quando a máquina estiver operando sob falha.

5 CONCLUSÃO

Este trabalho apresentou o embasamento e definições dos detalhes técnicos e construtivos que compreendem o projeto de um inversor para tração automotiva com capacidade de acionar diversas topologias de ligação e números de fases de máquinas elétricas. Verificou-se que, de acordo com a literatura, o uso de máquinas elétricas multifásicas de alto rendimento aliado a inversores multifásicos com capacidade de operação em diversas topologias de conexão da máquina podem proporcionar segurança, redundância, paralelismo e robustez a sistemas de tração elétrico.

A revisão bibliográfica realizada neste trabalho também permitiu concluir que uma das soluções mais promissoras de motores elétricos para aplicações ditas de alto rendimento e tolerantes a falhas, como no setor de aviação, é o uso máquinas YASA multifásicas e inversores com topologia VSI operando com múltiplas estrelas e múltiplas fontes.

Com base nos parâmetros do projeto de inversores multifásicos para tração elétrica foram destacados aspectos importantes para o desenvolvimento de inversores multifásicos. Através da programação e seleção de componentes com certificação automotiva foram apontadas soluções que viabilizam o uso de sistemas embarcados com microcontrolador para o acionamento de máquina elétricas com múltiplas fases.

Como ferramenta para o acionamento, foi desenvolvido um modelo que descreve os diagramas fasoriais para a onda fundamental das tensões induzidas nas bobinas da máquina. O modelo genérico da transformada *Clarke-Park* para m -fases foi apresentado. Estes modelos podem servir de base para otimizações matemáticas de controle e servir para acionamento de diversas topologias de ligação uma vez que o modelo pode servir para obter os dados de forma rápida e dinâmica.

Com o intuito de validar a arquitetura proposta e testar a funcionalidade do sistema do inversor, foi construído um protótipo. Este foi submetido a testes de acionamento da máquina elétrica YASA utilizando controle escalar. A análise das curvas de corrente e a FFT das mesmas mostraram que os diagramas de ligação das bobinas tem boa concordância com os sinais do diagrama de fasores desenvolvidos para todas as topologias de acionamento analisadas.

O uso de chaves SiC MOSFET, circuito de acionamento com controle de tempo morto

diretamente no *gate driver* e um módulo de tempo genérico mostrou-se uma excelente solução no acionamento de inversores para controle de máquinas elétricas ditas de alta velocidade ou com elevado número de polos onde é necessário acionar o equipamento com frequências elevadas. Em função disso, é possível em conjunto com máquinas adequadas operar com velocidade elevadas, o que tende a aumentar a densidade de potências das máquinas elétricas para aplicação veicular.

Por fim, conclui-se que o inversor multifásico desenvolvido atingiu os objetivos de projeto pois pode ser utilizado como uma plataforma flexível para o acionamento de máquinas elétricas multifásicas com diversas configurações de ligações e que pode operar com elevadas frequências fundamentais e de chaveamento.

Com base nos estudos realizados e apresentados ao longo desta dissertação, sugere-se que os seguintes temas sejam avaliados para trabalhos futuros:

- empregar controle em malha fechada para acionamento com carga buscando técnicas de controle mais sofisticadas como controle por orientação de campo;
- adequar a bancada experimental para fixar a máquina elétrica e permitir acionar cargas mecânicas com elevadas rotações;
- realizar o modelamento térmico do circuito de potência para determinação dos limites de operação do inversor;
- desenvolver algoritmos utilizando as variáveis de controle disponíveis para mitigar falhas decorrentes do inversor e/ou da máquina elétrica;
- desenvolver algoritmo que permite entregar a mesma potência mecânica no eixo da máquina mesmo estando sob falha e por fim analisar o rendimento do inversor e o rendimento global do sistema inversor e motor;
- desenvolver a atualização dos vetores de dados via módulo GTM, sem a interação do microcontrolador;
- utilizar um modelo de microcontrolador que possui dois módulos PSM totalizando os 16 canais necessários para acionamento da máquina de 15 fases de forma independente, sem o uso de microcontrolador para a etapa de modulação das chaves;
- implementar modulação SVPWM.

REFERÊNCIAS

AIRBUS. **Airbus, Rolls-Royce, and Siemens team up for electric future partnership launches E-Fan X hybrid-electric flight demonstrator**. Disponível

em:<https://www.airbus.com/newsroom/press-releases/en/2017/11/airbus-rolls-royce-and-siemens-team-up-for-electric-future-par.html>. Acesso em: 15 out. 2021.

ATAIDE, F. H.; PEREIRA, C. E. FTT-CAN - Estudo de caso em aplicação automotiva. **Controle y Automacao**, [S.l.], v. 23, n. 5, p. 621–635, 2012.

AWAN, H. A. A. *et al.* Discrete-Time Observer Design for Sensorless Synchronous Motor Drives. **IEEE Transactions on Industry Applications**, [S.l.], v. 52, n. 5, p. 3968–3979, 2016.

BAZZI, A. M. Electric machines and energy storage technologies in EVs and HEVs for over a century. *In*: INTERNATIONAL ELECTRIC MACHINES DRIVES CONFERENCE, 2013., 2013. **Proceedings [...]** [S.l.: s.n.], 2013. p. 212–219.

BAZZI, A. M.; LIU, Y.; FAY, D. S. Electric Machines and Energy Storage: over a century of technologies in electric and hybrid electric vehicles. **IEEE Electrification Magazine**, [S.l.], v. 6, n. 3, p. 49–53, 2018.

BENNETT, J. W. *et al.* Fault-Tolerant Design Considerations and Control Strategies for Aerospace Drives. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, [S.l.], v. 59, n. 5, p. 2049–2058, 2012.

BOLDEA, I. *et al.* Automotive Electric Propulsion Systems With Reduced or No Permanent Magnets: an overview. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, [S.l.], v. 61, n. 10, p. 5696–5711, 2014.

BOLDEA, I. *et al.* Automotive electric propulsion systems with reduced or no permanent magnets: an overview. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, [S.l.], v. 61, n. 10, p. 5696–5711, 2014.

BOSCH. **Inverter generation 4**. Disponível em:<https://www.bosch-mobility-solutions.com/en/solutions/power-electronics/inverter-generation-4/>. Acesso em: 18 out. 2021.

BOSCH, R. **ATOM Flexible PWM generation**. Kidlington, UK: Robert Bosch GmbH Automotive Electronics (AE), 2014. 17 p.

BOSCH, R. **GTM-IP Generic Timer Module:specification**. Kidlington, UK: Robert Bosch GmbH Automotive Electronics (AE), 2016. 2 p.

CABEZUELO, D. *et al.* SRM converter topologies for EV application: state of the technology. *In: IEEE 26TH INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON INDUSTRIAL ELECTRONICS (ISIE), 2017., 2017. Proceedings [...]* [S.l.: s.n.], 2017. p. 861–866.

CAO, W. *et al.* Overview of Electric Motor Technologies Used for More Electric Aircraft (MEA). **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, [S.l.], v. 59, n. 9, p. 3523–3531, 2012.

CROUSE, M. MAKING ELECTRIC AVIATION A REALITY: flying high on an environmentally friendly commute. **a**, [S.l.], p. 51, 2017. Disponível em:link.gale.com/apps/doc/A544510526/AONE?u=capes&sid=AONE&xid=e8f926e1. Acesso em: 18 abr. 2021.

DUJIC, D. *et al.* A Space Vector PWM Scheme for Multifrequency Output Voltage Generation With Multiphase Voltage-Source Inverters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, [S.l.], v. 55, n. 5, p. 1943–1955, 2008.

EVOLITO. **Yasa spinoff Evolito announces axial flux motor eVTOLs**. Disponível em:<https://www.electrive.com/2021/09/25/yasa-spinoff-evolito-announces-axial-flux-motor-evtols>. Acesso em: 28 out.2021.

EVSPECIFICATIONS. **EV Specifications, news and comparisons**. Disponível em:<https://www.evspecifications.com>. Acesso em: 15 out. 2021.

Fernandez Palomeque, E. E.; Romeral Martinez, L.; SALA, V. Power converters and its application in electric traction systems. Analysis Present and Future Technologies. **IEEE Latin America Transactions**, [S.l.], v. 14, n. 2, p. 631–638, 2016.

GENG, P. *et al.* Efficiency analysis on a two-level three-phase quasi-soft-switching inverter. *In: TWENTY-EIGHTH ANNUAL IEEE APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION (APEC), 2013., 2013. Proceedings [...]* [S.l.: s.n.], 2013. p. 1206–1212.

GOLTZ, E. C. **Estudo da Máquina Elétrica de Fluxo Axial com Duplo Rotor e Armadura Segmentada**. 2021. 193 p. Tese (Doutorado em engenharia) — Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, 2021.

GONZALEZ, C. **The Future of Electric Hybrid Planes**. Disponível em: <<https://www.machinedesign.com/machine-design/whitepaper/21830832/the-future-of-electric-hybrid-aviation-pdf-download>>. Acesso em: 2 mai. 2021.

HENKE, M. *et al.* Challenges and opportunities of very light high-performance electric drives for aviation. **Energies**, [S.l.], v. 11, n. 2, 2018.

HUANG, K. *et al.* Mode Shift Control for a Hybrid Heavy-Duty Vehicle with Power-Split Transmission. **Energies**, [S.l.], v. 10, n. 2, p. 1996–1073, 2017. Disponível em: <https://www.mdpi.com/1996-1073/10/2/177> Acesso em: 18 mar. 2021.

IEA. Global EV Outlook 2021. *In*: 2013 , 2021. **Proceedings [...]** [S.l.: s.n.], 2021. p. 101. Disponível em:http://www.iea.org/evi/Global-EV-Outlook-2021-Update{_}1page.pdf. Acesso em: 18 abr. 2021.

INFINEON. **AN2017-04**: advanced gate drive options for silicon- carbide (sic) mosfets using eicedriver. Munich, Germany: nfineon Technologies AG, 2018. 16 p. Disponível em: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-Silicon-Carbide_MOSFETs_using_EiceDRIVER_Advanced_Gate_Drive_Options-ApplicationNotes-v01_01-EN.pdf?fileId=5546d4625b3ca4ec015b47c9ac35705b. Acesso em:18 mar. 2021.

INSTRUMENTS, T. **Choose the right data converter for your application**. Disponível em: <https://www.ti.com/europe/downloads/Choose%20the%20right%20data%20converter%20for%20your%20application.pdf>. Acesso em: 18 out. 2021.

JELDEN, H. *et al.* the Electric Powertrain Matrix. *In*: 2014. **Proceedings [...]** [S.l.: s.n.], 2014. v. 75, p. 4–9.

JIN, L. *et al.* Evaluation of a multiphase drive system in EV and HEV applications. *In*: IEEE INTERNATIONAL ELECTRIC MACHINES DRIVES CONFERENCE (IEMDC), 2015., 2015. **Proceedings [...]** [S.l.: s.n.], 2015. p. 941–945.

KESTER, W. Which ADC architecture is right for your application II. **Electronic Engineering Times**, [S.l.], n. 1412, p. 26–29, 2006.

KUANG, Z. *et al.* Optimal Efficiency Control of Asymmetrical Fifteen Phase PMSM Based on Fuzzy Logic Control Theory. *In: IEEE VEHICLE POWER AND PROPULSION CONFERENCE (VPPC), 2018., 2018. Proceedings [...]* [S.l.: s.n.], 2018. p. 1–6.

L. Abbatelli, C. Brusca, G. Catalisano. **How to fine tune your SiC MOSFET gate driver to minimize losses.** [S.l.: s.n.], 2015.

LEE, D.-H.; AHN, J.-W. A Simple and Direct Dead-Time Effect Compensation Scheme in PWM-VSI. **IEEE Transactions on Industry Applications**, [S.l.], v. 50, n. 5, p. 3017–3025, 2014.

LIU, Z.; LI, Y.; ZHENG, Z. A review of drive techniques for multiphase machines. **CES Transactions on Electrical Machines and Systems**, [S.l.], v. 2, n. 2, p. 243–251, 2018.

LÓPEZ, I. *et al.* Next generation electric drives for HEV/EV propulsion systems: technology, trends and challenges. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, [S.l.], v. 114, p. 109336, 2019.

Murata. **Gate Drive Application Notes IGBT/MOSFET/SiC/GaN gate drive DC-DC converters.** [S.l.: s.n.], 2018. Disponível em: <https://power.murata.com/pub/data/apnotes/gdan-01.pdf>. Acesso em: 2 dez. 2020.

ONSEMICONDUCTORS. **SiC MOSFETs: gate drive optimization.** Colorado, USA: Semiconductor Components Industries, 2018. Disponível em: <https://www.ispsd2020.com/exhibitor/document?file=16_1597925304.pdf>. Acesso em: 18 mar. 2021.

OOI, S. *et al.* Performance evaluation of a high power density PMASynRM with ferrite magnets. *In: IEEE ENERGY CONVERSION CONGRESS AND EXPOSITION, 2011., 2011. Proceedings [...]* [S.l.: s.n.], 2011. p. 4195–4200.

PARSA, L. On advantages of multi-phase machines. *In: ANNUAL CONFERENCE OF IEEE INDUSTRIAL ELECTRONICS SOCIETY, 2005. IECON 2005., 31., 2005. Proceedings [...]* [S.l.: s.n.], 2005. p. 6.

PIEPENBREIER, S. *et al.* Analysis of a Multiphase Multi-Star PMSM Drive System with SiC-Based Inverter for an automotive application. *In: PCIM EUROPE 2018; INTERNATIONAL EXHIBITION AND CONFERENCE FOR POWER ELECTRONICS, INTELLIGENT MOTION, RENEWABLE ENERGY AND ENERGY MANAGEMENT, 2018. Proceedings [...]* [S.l.: s.n.], 2018. p. 1–10.

PYRHONEN, J. *et al.* High-Speed High-Output Solid-Rotor Induction-Motor Technology for Gas Compression. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, [S.l.], v. 57, n. 1, p. 272–280, 2010.

RECOM. **RECOM-R12P22005D**: data-sheet. [S.l.: s.n.], 2019. 6 p.

REIMERS, J. *et al.* Automotive Traction Inverters: current status and future trends. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, [S.l.], v. 68, n. 4, p. 3337–3350, 2019.

ROCHA, L. R. **PROJETO E ANÁLISE DE OBSERVADORES PARA O CONTROLE SENSORLESS DE MÁQUINAS BLDC APLICADAS NA TRACÇÃO DE VEÍCULOS ELÉTRICOS**. 2021. 133 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2021.

SALA, G. *et al.* Impact of Star Connection Layouts on the Control of Multiphase Induction Motor Drives Under Open-Phase Fault. **IEEE Transactions on Power Electronics**, [S.l.], v. 36, n. 4, p. 3717–3726, 2021.

SAVI, F. *et al.* High-Speed Electric Drives: a step towards system design. **IEEE Open Journal of the Industrial Electronics Society**, [S.l.], v. 1, n. January, p. 10–21, 2020.

SCUILLER, F.; CHARPENTIER, J.-F.; SEMAIL, E. Multi-star multi-phase winding for a high power naval propulsion machine with low ripple torques and high fault tolerant ability. *In: IEEE VEHICLE POWER AND PROPULSION CONFERENCE, 2010.*, 2010. **Proceedings [...]** [S.l.: s.n.], 2010. p. 1–5.

SEPULCHRE, L.; FADEL, M.; PIETRZAK-DAVID, M. Improvement of the digital control of a high speed PMSM for vehicle application. *In: ELEVENTH INTERNATIONAL CONFERENCE ON ECOLOGICAL VEHICLES AND RENEWABLE ENERGIES (EVER), 2016.*, 2016. **Proceedings [...]** [S.l.: s.n.], 2016. p. 1–9.

STMICROELECTRONICS. **SCT50N120**:sic mosfet data sheet. [S.l.]: STMicroelectronics Inc., 2017. 11 p. Disponível em <https://www.st.com/resource/en/datasheet/sct50n120.pdf>. Acesso em:18 mar. 2021.

STMICROELECTRONICS. **STGAP1AS**:automotive galvanically isolated advanced single gate driver. [S.l.]: STMicroelectronics Inc, 2018. 70 p. Disponível em: <https://www.st.com/resource/en/datasheet/stgap1as.pdf>. Acesso em:18 mar. 2021.

SURYADEVARA, R.; FERNANDES, B. G. Control techniques for torque ripple minimization in switched reluctance motor: an overview. **2013 IEEE 8th International Conference on Industrial and Information Systems, ICIIS 2013 - Conference Proceedings**, [S.l.], p. 24–29, 2013.

TAKAOKI OGAWA ATSUSHI TANIDA, T. Y. M. O. Verification of Fuel Efficiency Improvement by Application of Highly Effective Silicon Carbide Power Semiconductor to HV Inverter. **SAE 2016 World Congress and Exhibition**, [S.l.], p. 5, 2016.

TEXAS, I. **AMC1311x High-Impedance, 2-V Input, Reinforced Isolated Amplifiers**. Dallas, US: Texas Instruments, 2018. 36 p. Disponível em https://www.ti.com/lit/ds/symlink/amc1311.pdf?ts=1635715491623&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F. Acesso em: 18 mar. 2021.

Texas Instruments. Understanding the Short Circuit Protection for Silicon Carbide MOSFETs. **TI TechNotes**, [S.l.], n. Março, p. 1–4, 2018.

Texas Instruments. **IGBT & SiC Gate Driver Fundamentals**. [S.l.]: Texas Instruments, 2019. 1-6 p. Disponível em: <https://www.ti.com/lit/eb/slyy169/slyy169.pdf?ts=1635557627302>. Acesso em: 09 set. 2021.

TIWARI, S.; MIDTGARD, O.-M.; UNDELAND, T. M. SiC MOSFETs for future motor drive applications. *In*: EUROPEAN CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS AND APPLICATIONS (EPE' 16 ECCE EUROPE), 2016., 2016. **Proceedings [...]** [S.l.: s.n.], 2016. p. 1–10.

Toshiba. **MOSFET Gate Drive Circuit**. [S.l.: s.n.], 2018. Disponível em: <https://toshiba.semicon-storage.com/info/docget.jsp?did=59460>.

WANG, G. How To Protect Sic Mosfets the Best Way.Pdf. **TI TechNotes**, [S.l.], p. 1–21, 2018. Disponível em: <https://training.ti.com/how-protect-sic-mosfets-best-way>. Acesso em: 26 maio. 2021.

WILAMOWSKI, B. M.; IRWIN, J. D. **Power electronics and motor drives**. [S.l.: s.n.], 2016. 1–1015 p.

WOLFSPEED. **General Motors and Wolfspeed Forge Strategic Supplier Agreement to Leverage Silicon Carbide for GM's Future Electric Vehicle Programs**. 2021. n. STGAP1AS.

WOOLMER, T.; MCCULLOCH, M. Analysis of the Yokeless And Segmented Armature Machine. *In: IEEE INTERNATIONAL ELECTRIC MACHINES DRIVES CONFERENCE, 2007., 2007. Proceedings [...]* [S.l.: s.n.], 2007. v. 1, p. 704–708.

YANO, S. *et al.* Development of compact power control unit for HEVs. *In: IEEE ENERGY CONVERSION CONGRESS AND EXPOSITION (ECCE), 2017., 2017. Proceedings [...]* [S.l.: s.n.], 2017. p. 584–588.

YASA. **YASA-750-Product-Sheet**. Kidlington, UK: YASA MOTORS, 2019. 2 p.
Disponível em: <https://www.yasa.com/wp-content/uploads/2018/01/YASA-750-Product-Sheet.pdf>>. Acesso em: 2 mai. 2021.

ZHANG, B. *et al.* Development of a Yokeless and Segmented Armature Axial Flux Machine. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, [S.l.], v. 63, n. 4, p. 2062–2071, 2016.

ZHANG, L. *et al.* Performance Evaluation of High-Power SiC MOSFET Modules in Comparison to Si IGBT Modules. **IEEE Transactions on Power Electronics**, [S.l.], v. 34, n. 2, p. 1181–1196, 2019.

APÊNDICE A PROJETO DAS PLACAS DE CIRCUITO IMPRESSO

As placas de circuito impresso utilizadas nos módulos de potência das figuras 59 a 62 foram desenvolvidas utilizando o software Altium. Ambos os módulos utilizam as duas faces da placa de fibra de vidro de 1,6 mm com espessura do cobre de 0,5 onça. As trilhas de potência entre os terminais dos SiC MOSFETs e os pontos de conexão ao barramento possuem uma camada de estanho que garante a seção necessária para a circulação máxima de 65 A.

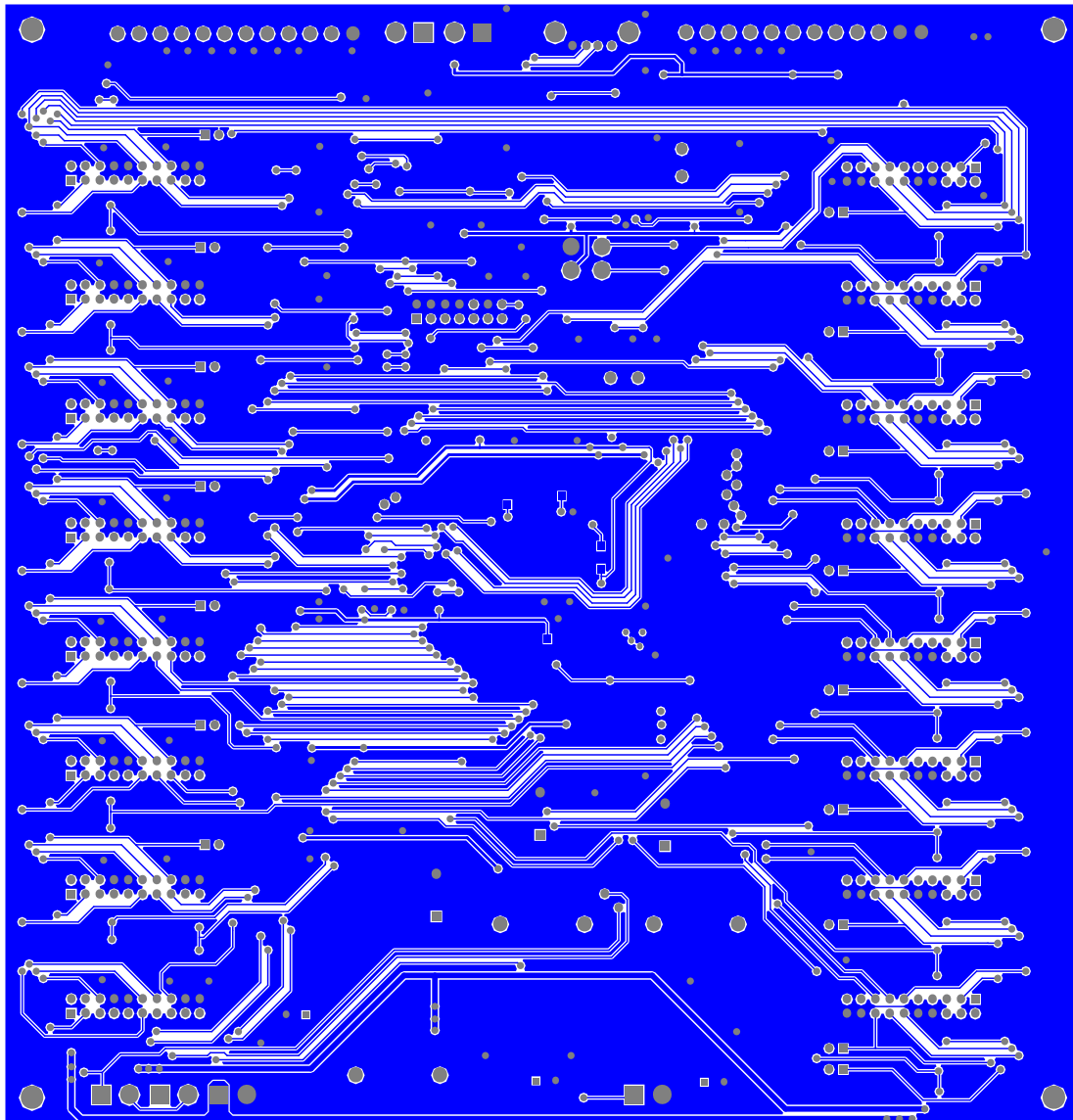
O perfil do dissipador utilizado no projeto é apresentado na Figura 63. O comprimento do dissipador é de 1 metro, isso permite distribuir 8 módulos de potência em cada uma das laterais.

Figura 59 – Distribuição das trilhas lado superior do módulo de controle.



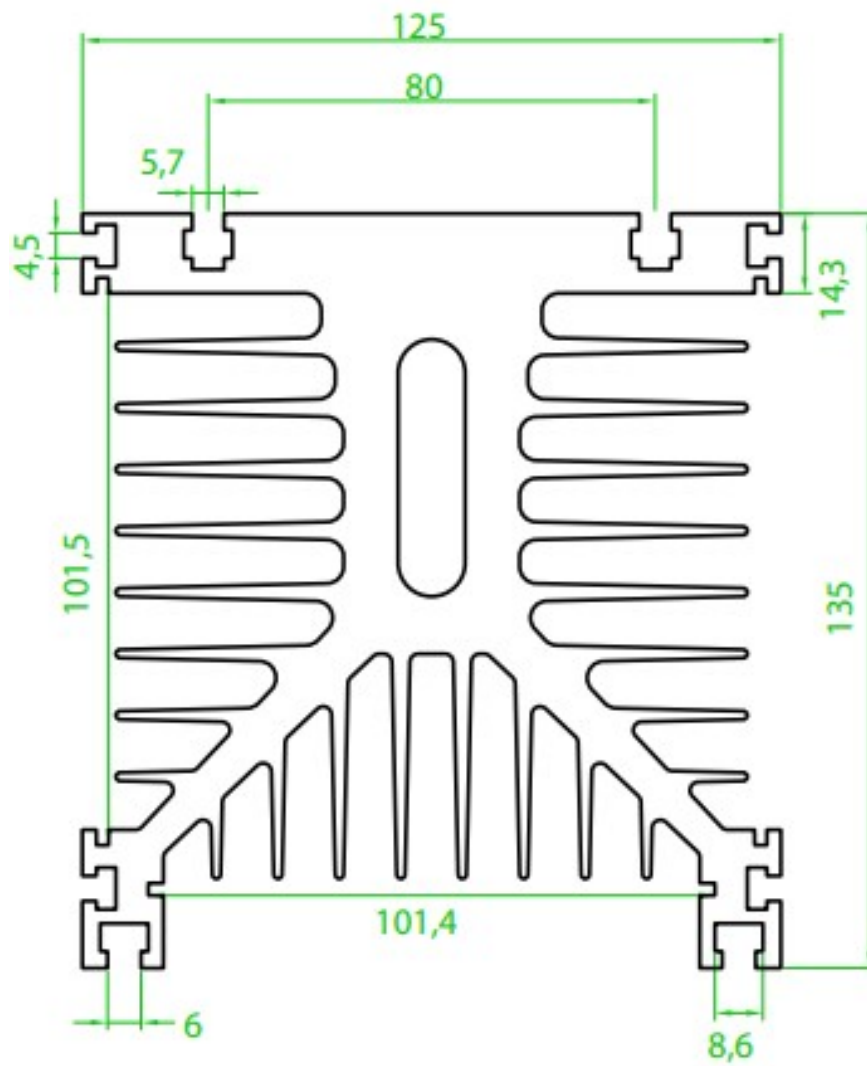
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 60 – Distribuição das trilhas lado inferior do módulo de controle.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 63 – Imagem do dissipador.



Fonte: Elaborado pelo autor.

APÊNDICE B DIAGRAMA ELETRÔNICO DO INVERSOR

B.1 Módulo de Controle

Nesta seção são apresentados os circuitos do diagrama eletrônico projetado para o módulo de controle do inversor.

As figuras 64 a 68 apresentam o circuito de leitura das correntes e a estrutura de comunicação entre os módulos de controle e potência. Os circuitos essenciais para funcionamento do microcontrolador são apresentados nas figuras 69 a 71. A comunicação entre o módulo de controle e outros periféricos é apresentada na Figura 72.

O diagrama das fontes utilizadas no inversor são apresentadas na Figura 73.

Para realizar a leitura dos periféricos utilizados no controle do motor, como velocidade e entradas de temperatura foi implementado o diagrama eletrônico da Figura 74.

B.2 Módulo de Potência

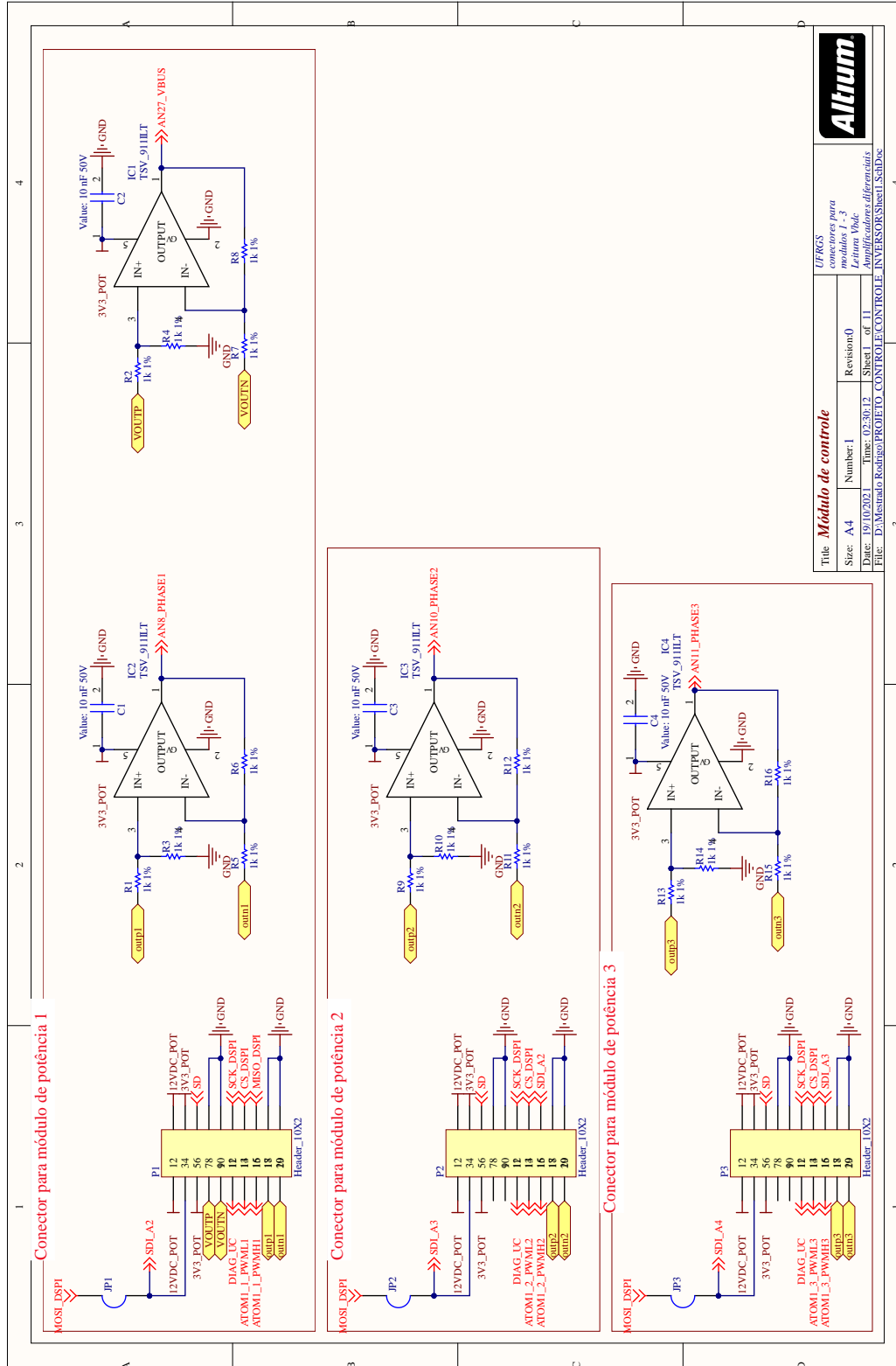
Nesta seção são apresentados os circuitos do diagrama eletrônico projetado para o módulo de potência do inversor. O circuito é idêntico para todos os 15 módulos utilizados.

O módulo de potência possui um conector de 20 vias para conexão do módulo de controle. A Figura 75 apresenta o circuito de entrada do módulo de controle e o circuito para a leitura da tensão do barramento $V_{dc} = 800$ V. A leitura é realizada por um amplificador isolador, desta forma, uma fonte de 3,3 V foi implementada no lado de alta tensão para energizar o lado isolado do amplificador. Apesar do circuito estar em todos os módulos de potência ele apenas é montado na primeira fase do inversor.

O diagrama eletrônico do circuito de acionamento da chave de potência superior e inferior é apresentado na Figura 76. Cada chave possui um circuito independente composto um conversor isolado utilizado para gerar as tensões de controle -5 V e +20 V no lado de alta tensão do *gate drive* (STGAP1AS).

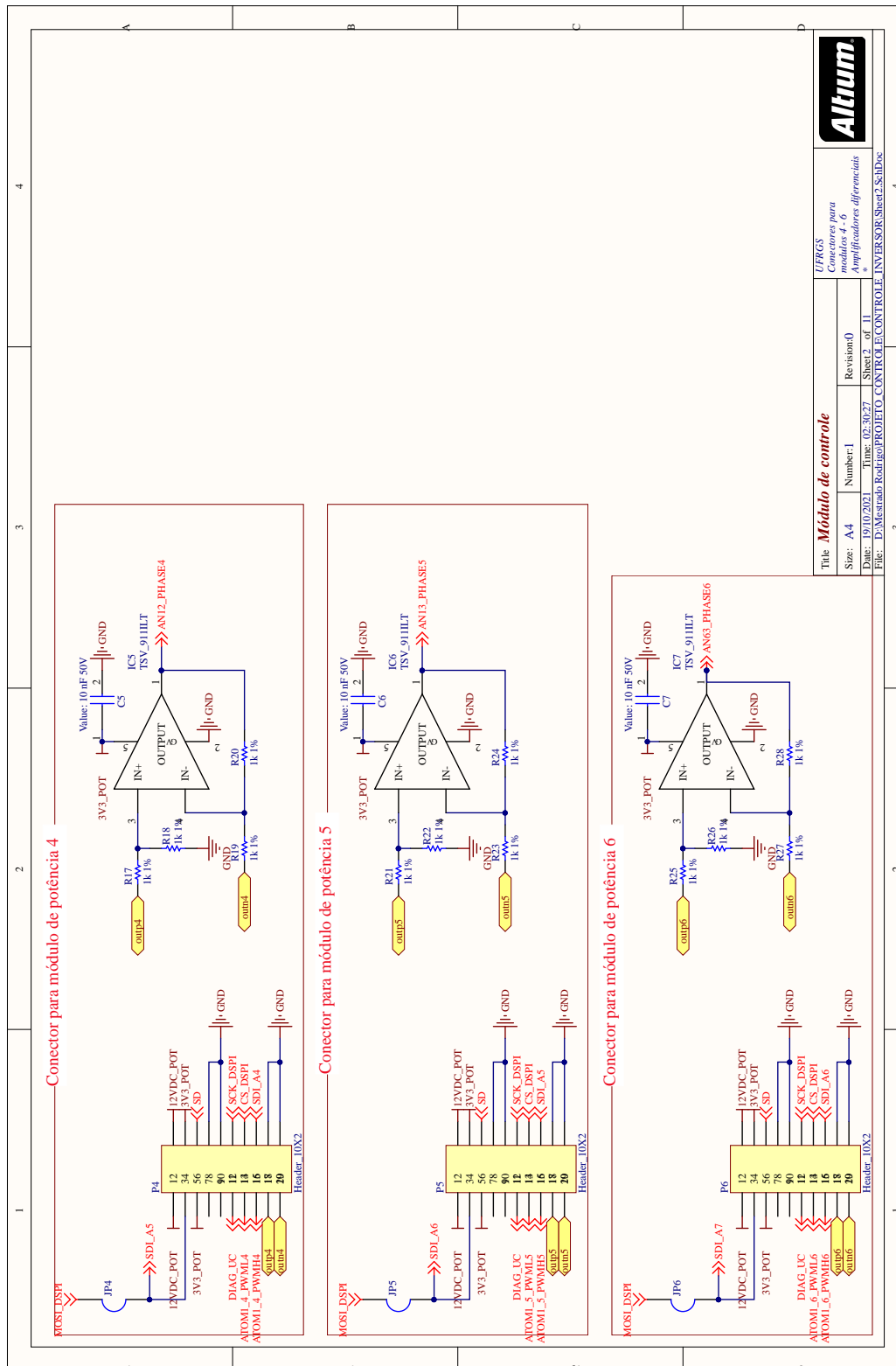
O diagrama eletrônico do braço de potência com as chaves superior e inferior são apresentados na Figura 77. O circuito demonstra o diagrama eletrônico para a leitura das correntes de fase, bem como a fonte de tensão 3,3 V para acionar o circuito do lado de alta tensão do amplificador isolador.

Figura 64 – Diagrama eletrônico do circuito de leitura da corrente das fases 1 - 3 e tensão do barramento Vdc.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 65 – Diagrama eletrônico do circuito de leitura da corrente das fases 4 - 6.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 66 – Diagrama eletrônico do circuito de leitura da corrente das fases 7 - 9.

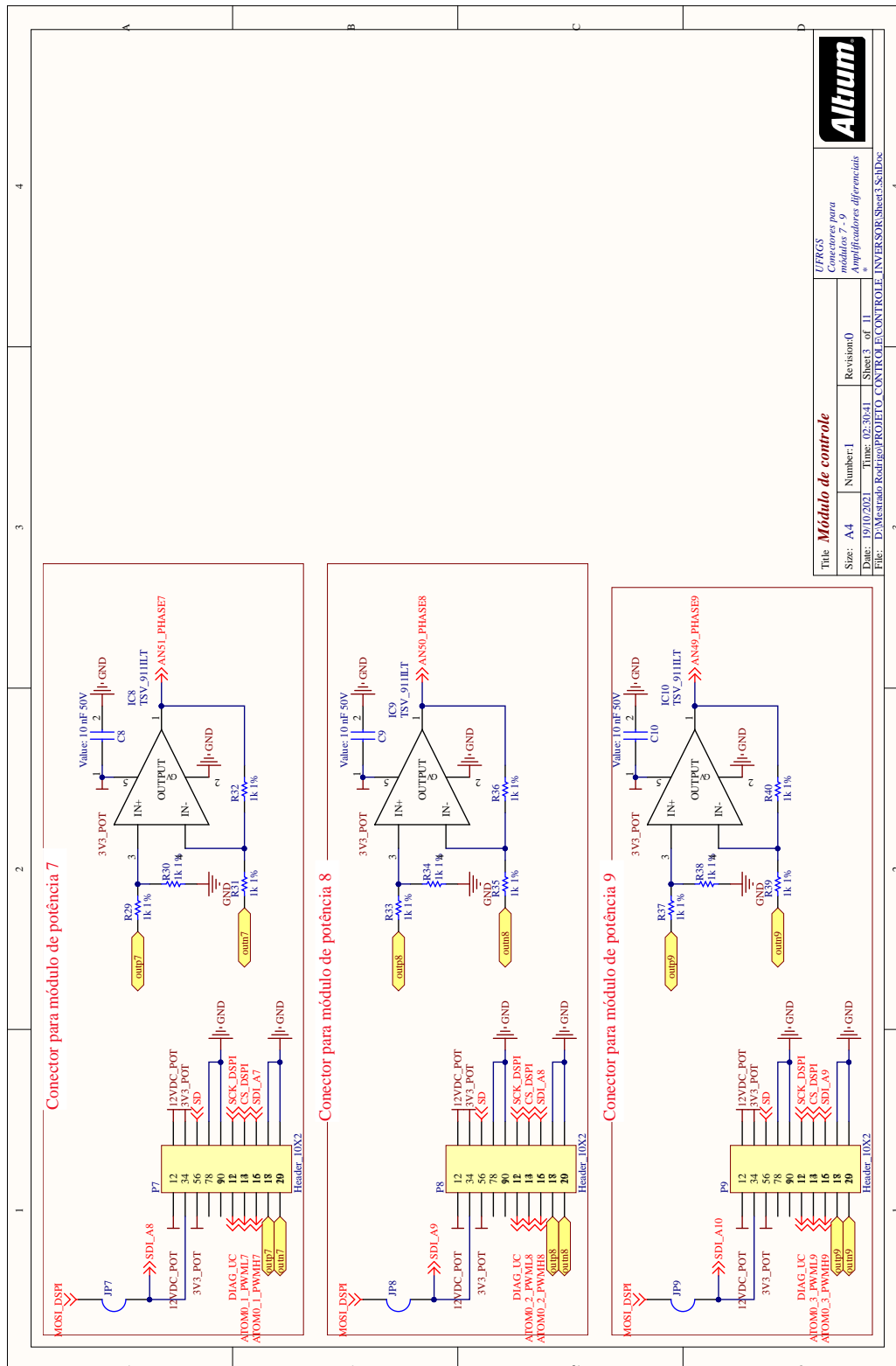
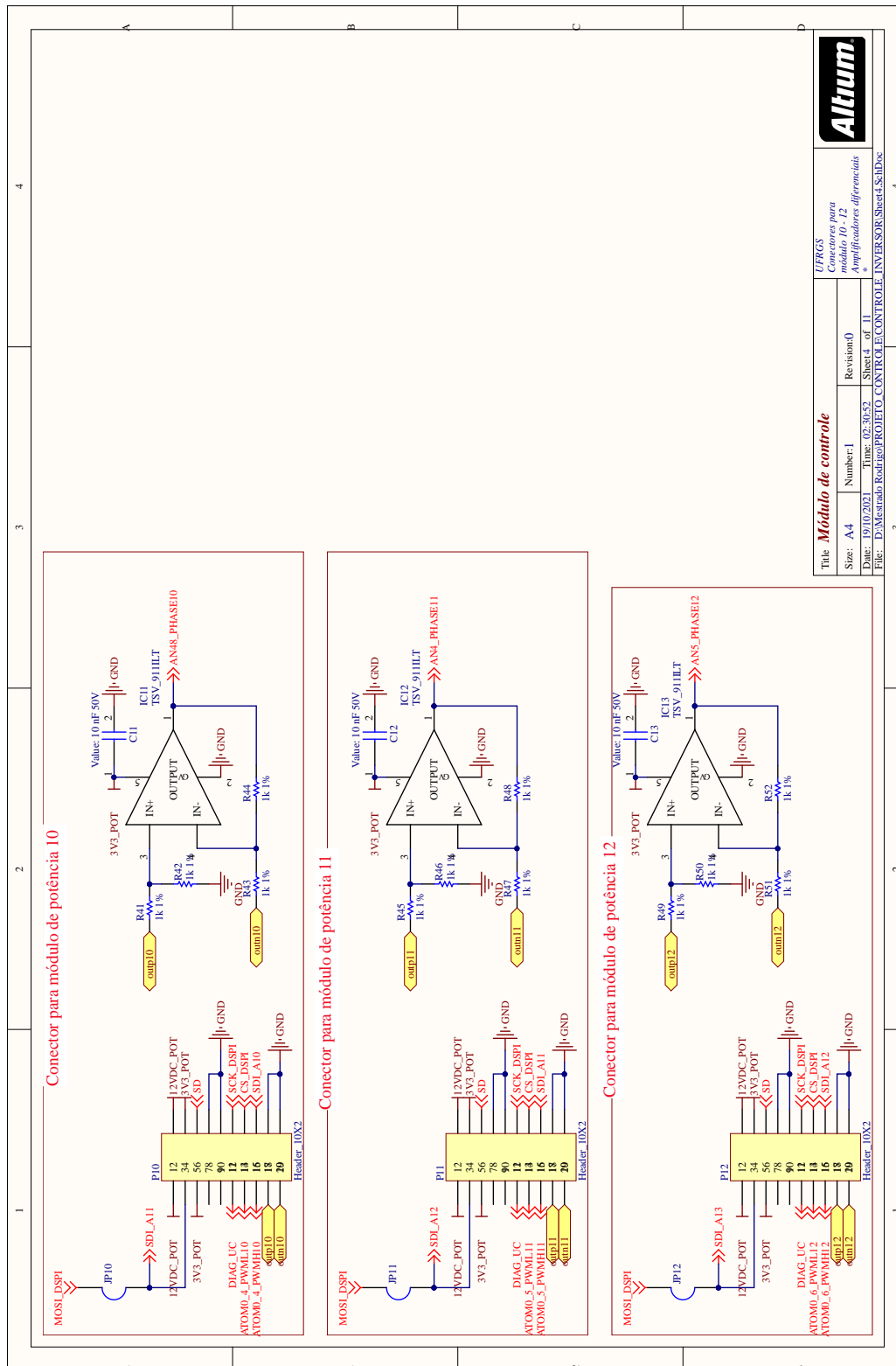


Figura 67 – Diagrama eletrônico do circuito de leitura da corrente das fases 10 - 12.



Altium

Title: **Módulo de controle**

URBS: Conexões para módulo 10 - 12 Amplificadores diferenciais

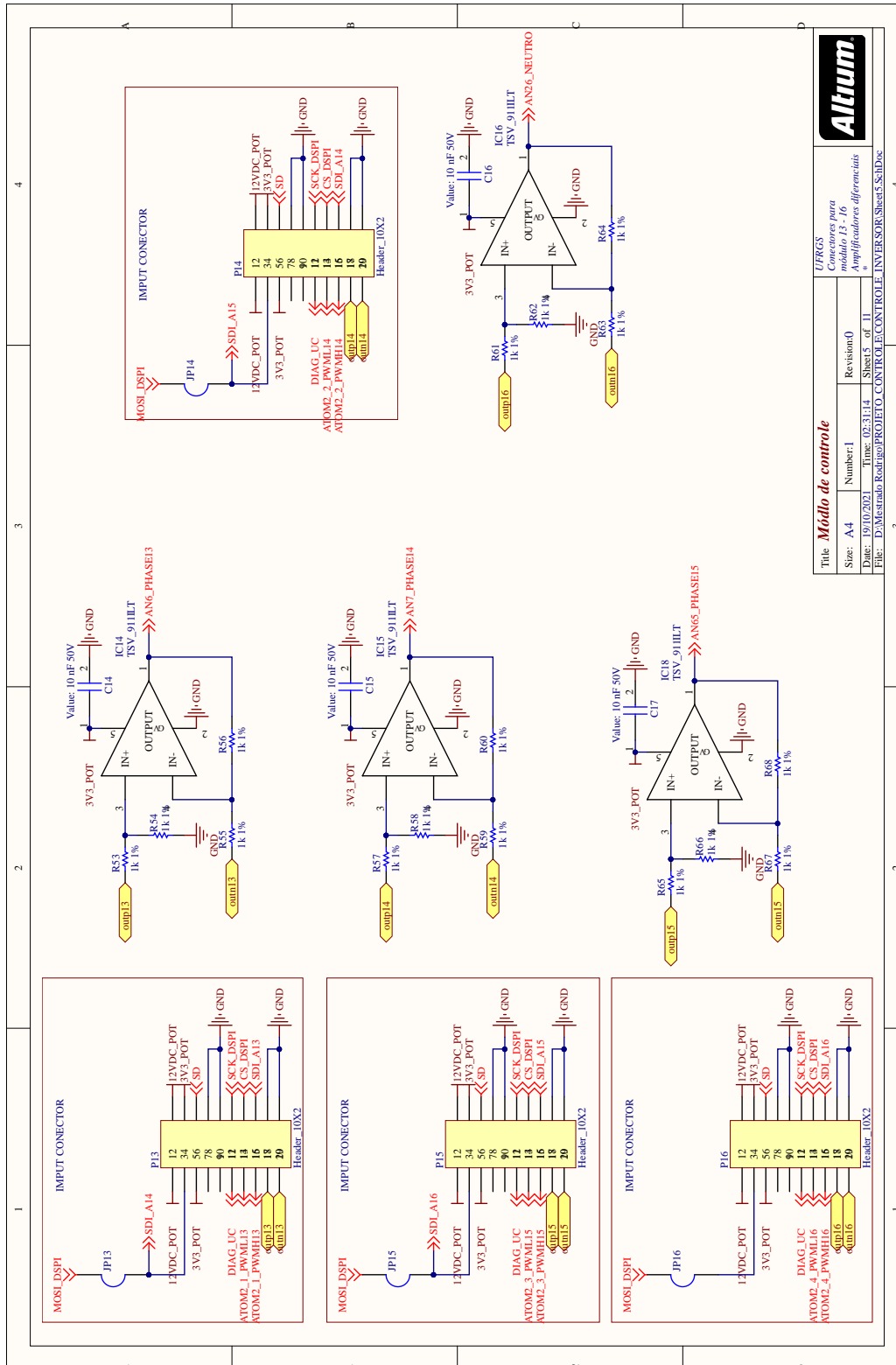
Size: A4 Number: 1 Revision: 0

Date: 19/10/2021 Time: 02:30:52 Sheet: 4 of 11

File: D:\Mestrado Rodrigo\PROJETO CONTROLE INVERSOR\Sheet4.SchDoc

Fonte: Elaborado pelo autor.

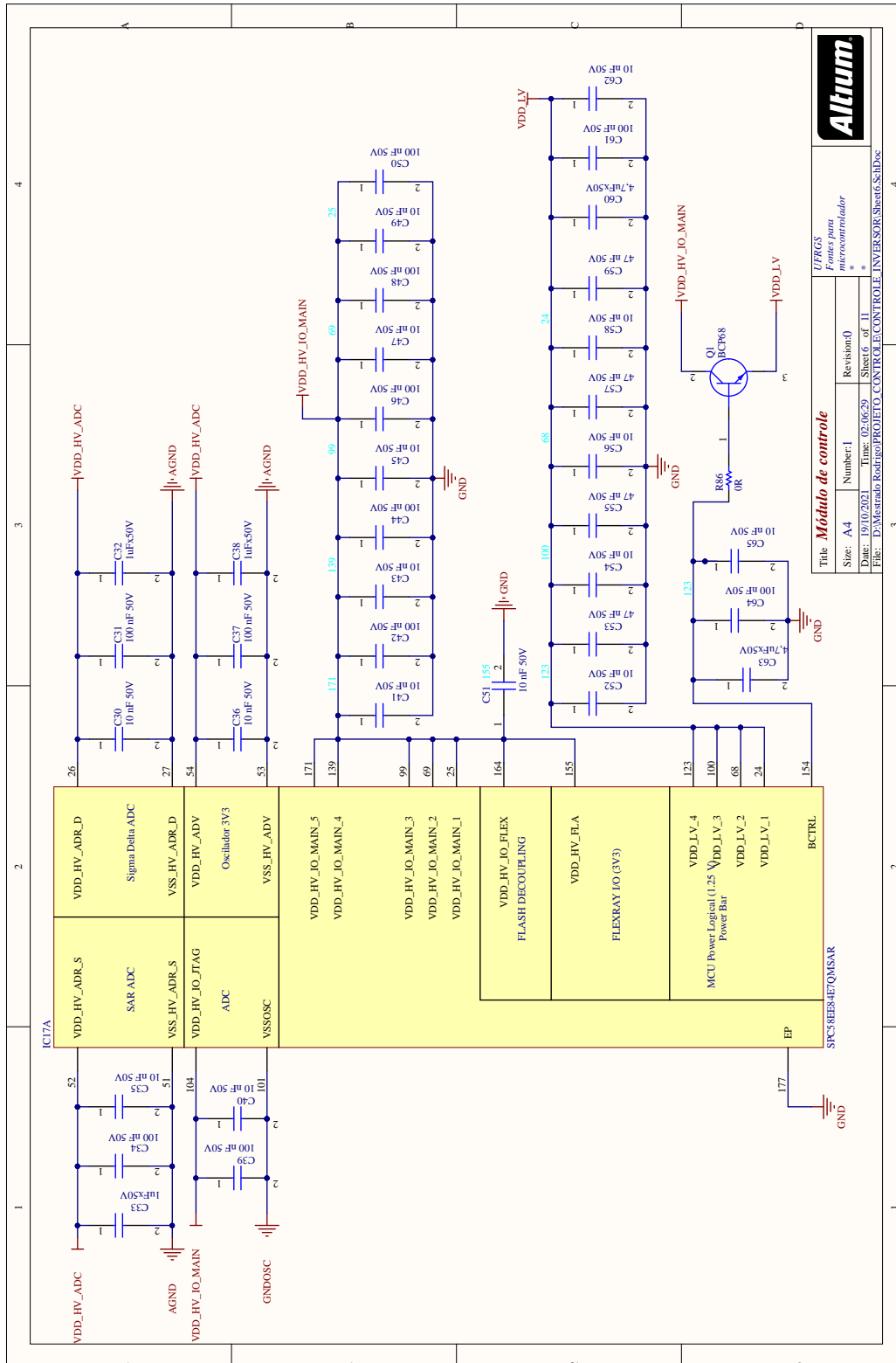
Figura 68 – Diagrama eletrônico do circuito de leitura da corrente das fases 13 - 15.



Title: Módulo de controle		URRGS	
Size: A4	Number: 1	Conectores para	
Date: 19/10/2021	Time: 02:31:14	módulo 13 - 16	
File: D:\Mestrado Rodrigo\PROJETO CONTROLE INVERSOR\Sheet5.SchDoc	Revision: 0	Amplificadores diferenciais	
	Sheet 5 of 11		

Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 69 – Diagrama eletrônico das fontes de alimentação do microcontrolador.



Altium

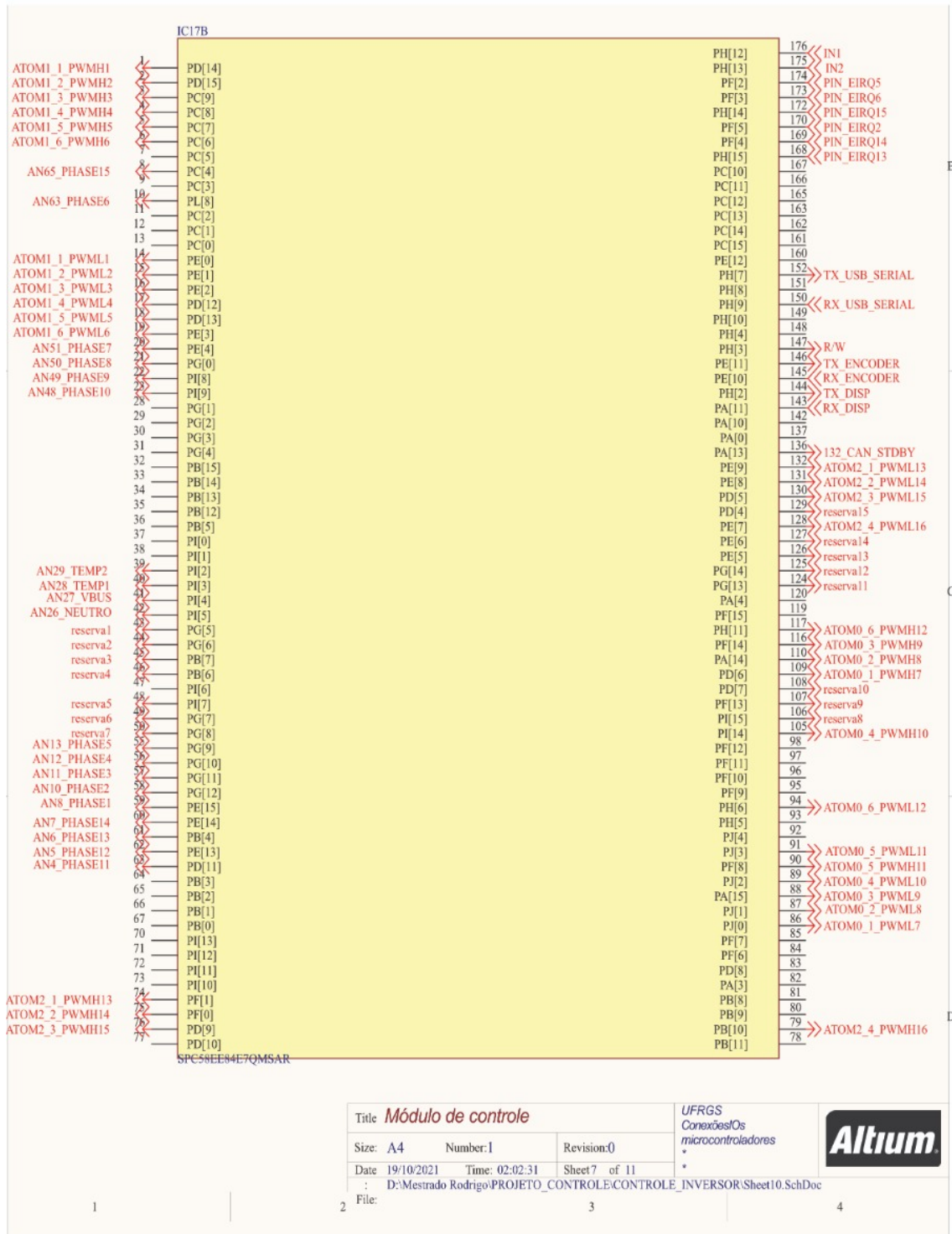
UPRGS
Fornas para
microcontrolador

Title: **Módulo de controle**

Size: A4	Number: 1	Revision: 0
Date: 19/10/2021	Time: 02:06:29	Sheet 6 of 11
File: D:\Mestrado Rodrigo\PROJETO CONTROLADOR INVERSOR\Sheet6.SchDoc		

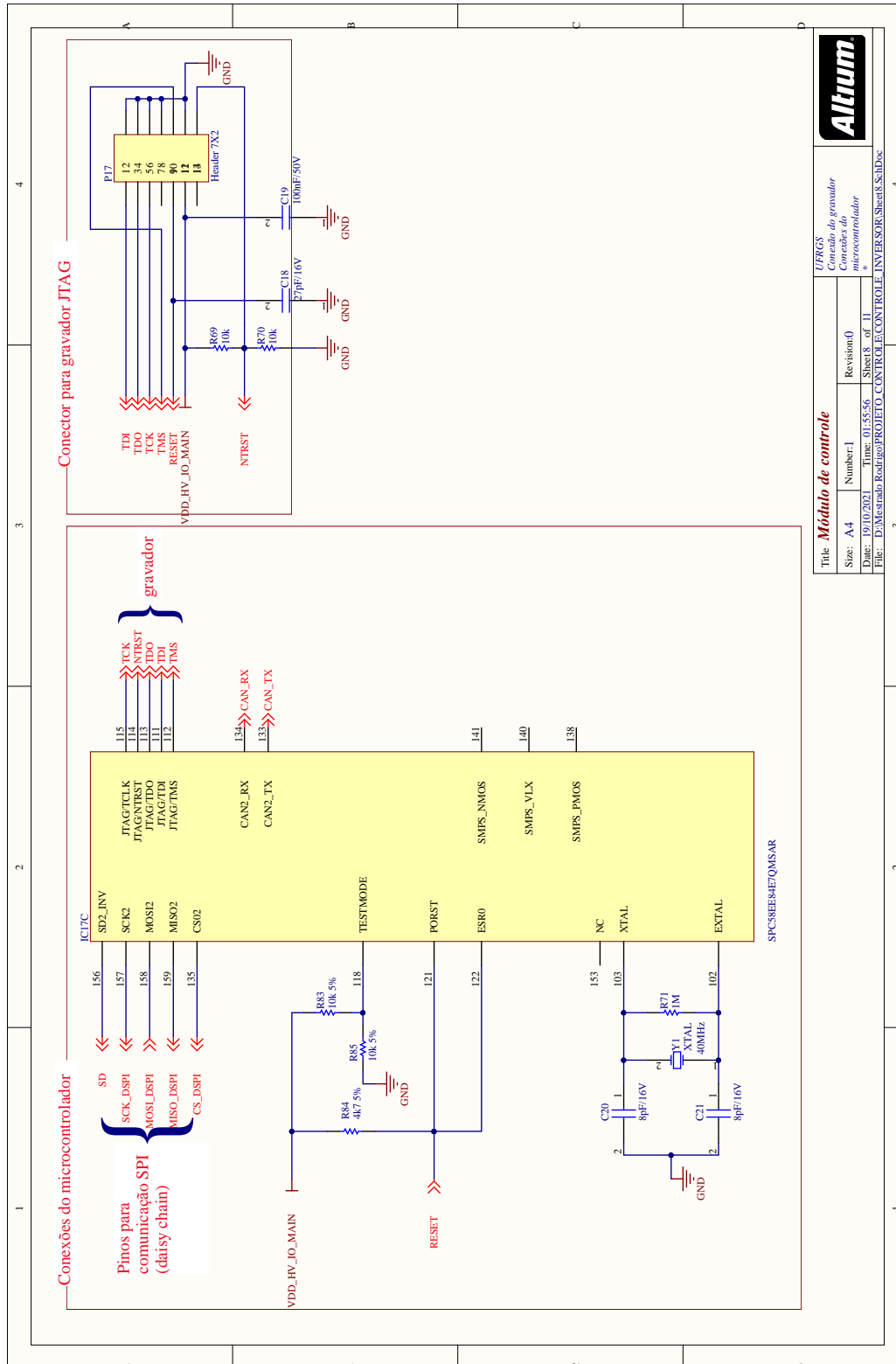
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 70 – Diagrama eletrônico de ligação dos pinos do microcontrolador.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 71 – Diagrama eletrônico ligação do microcontrolador.



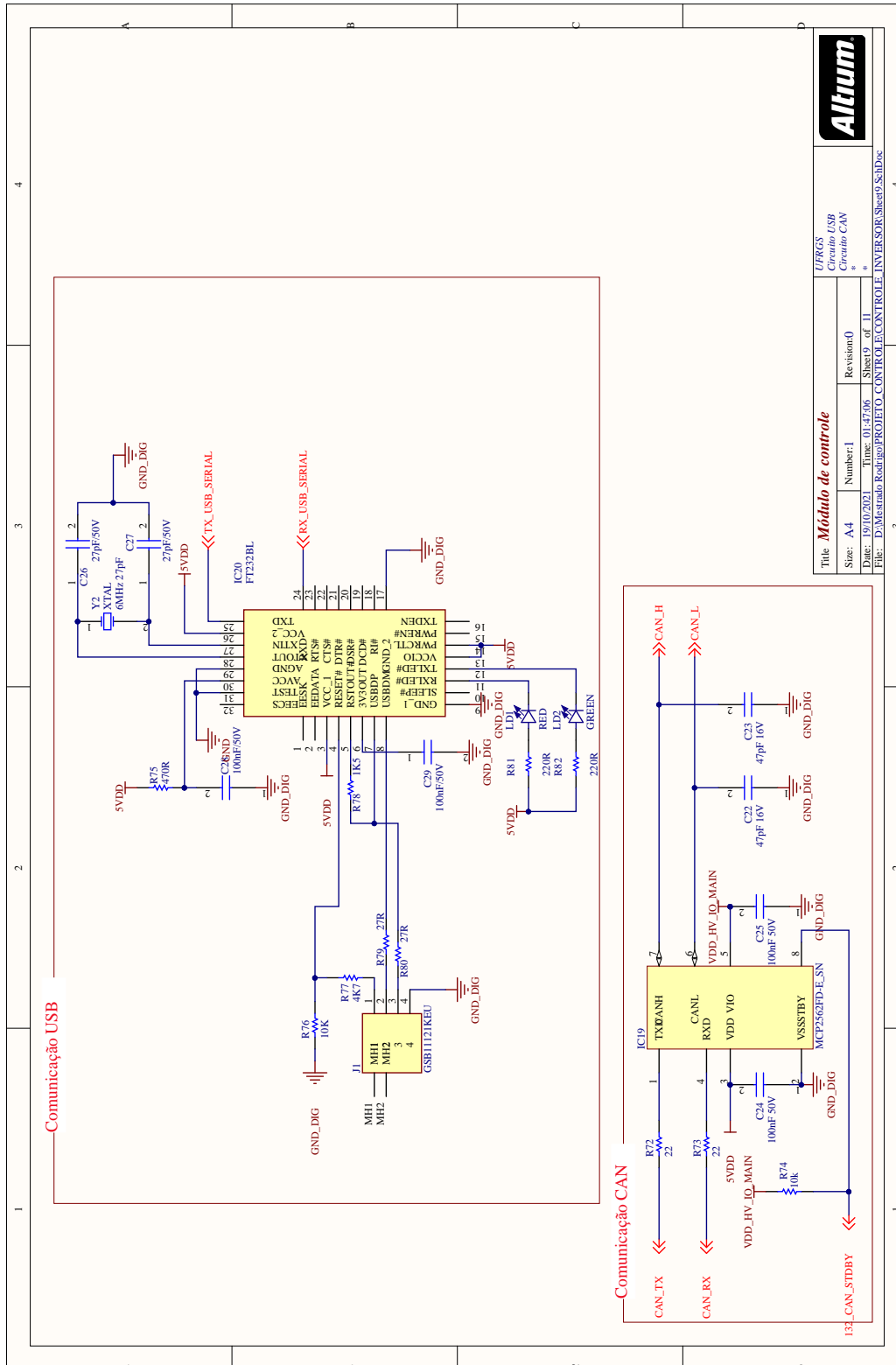
Altium

Title: **Módulo de controle**
 Projeto: Conexão do gravador
 Conexões do microcontrolador

Size: A4	Number: 1	Revision: 0
Date: 19/10/2021	Time: 01:55:56	Sheet 8 of 11
File: D:\Mestrado Rodrigo\PROJETO CONTROLADOR\INVEKSOR\Sheet8.rtdoc		

Fonte: Elaborado pelo autor.

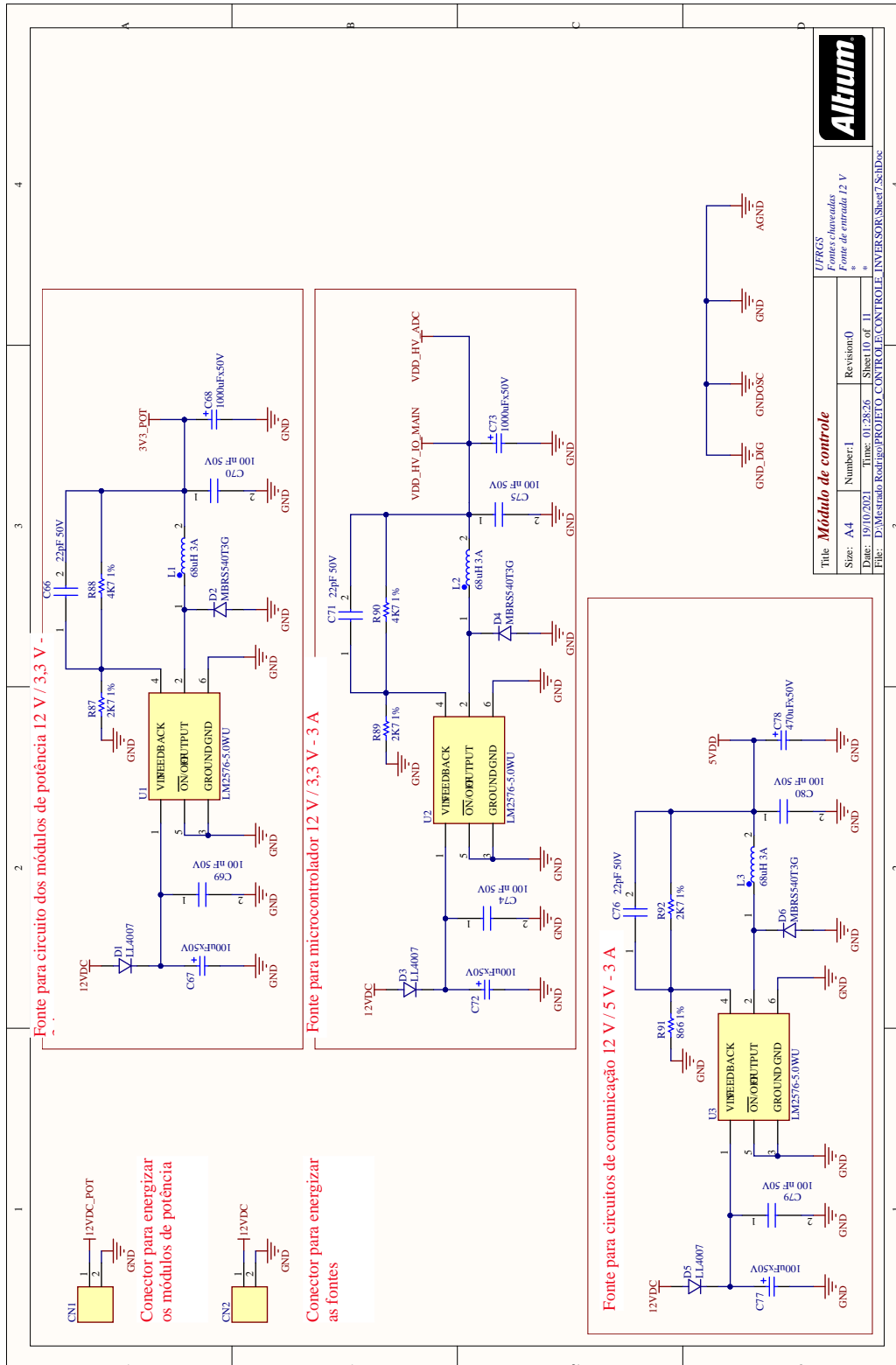
Figura 72 – Diagrama eletrônico dos circuitos de comunicação CAN e USB.



Title: Módulo de controle	
Size: A4	Number: 1
Date: 19/10/2021	Time: 01:47:06
File: D:\Mestrado Rodrigo\PROJETO CONTROLADOR CONTROLE INVERSOR\Sheet05.rdx	Sheet 9 of 11
UFRGS Circuito USB Circuito CAN	
Revision: 0	

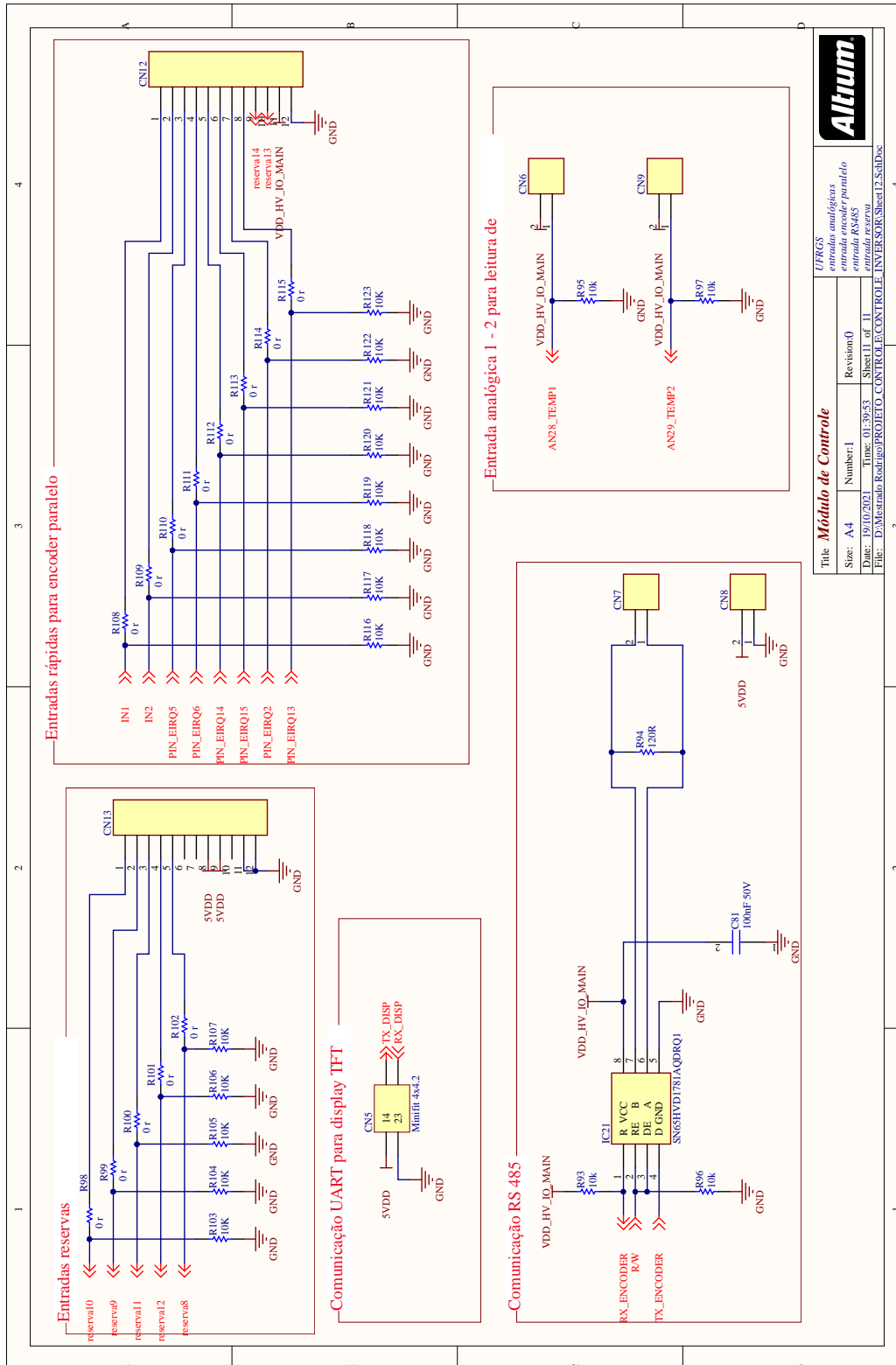
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 73 – Diagrama eletrônico das fontes para circuito de controle.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 74 – Diagrama eletrônico para entradas digitais e comunicação.



Altium

Title: **Módulo de Controle**

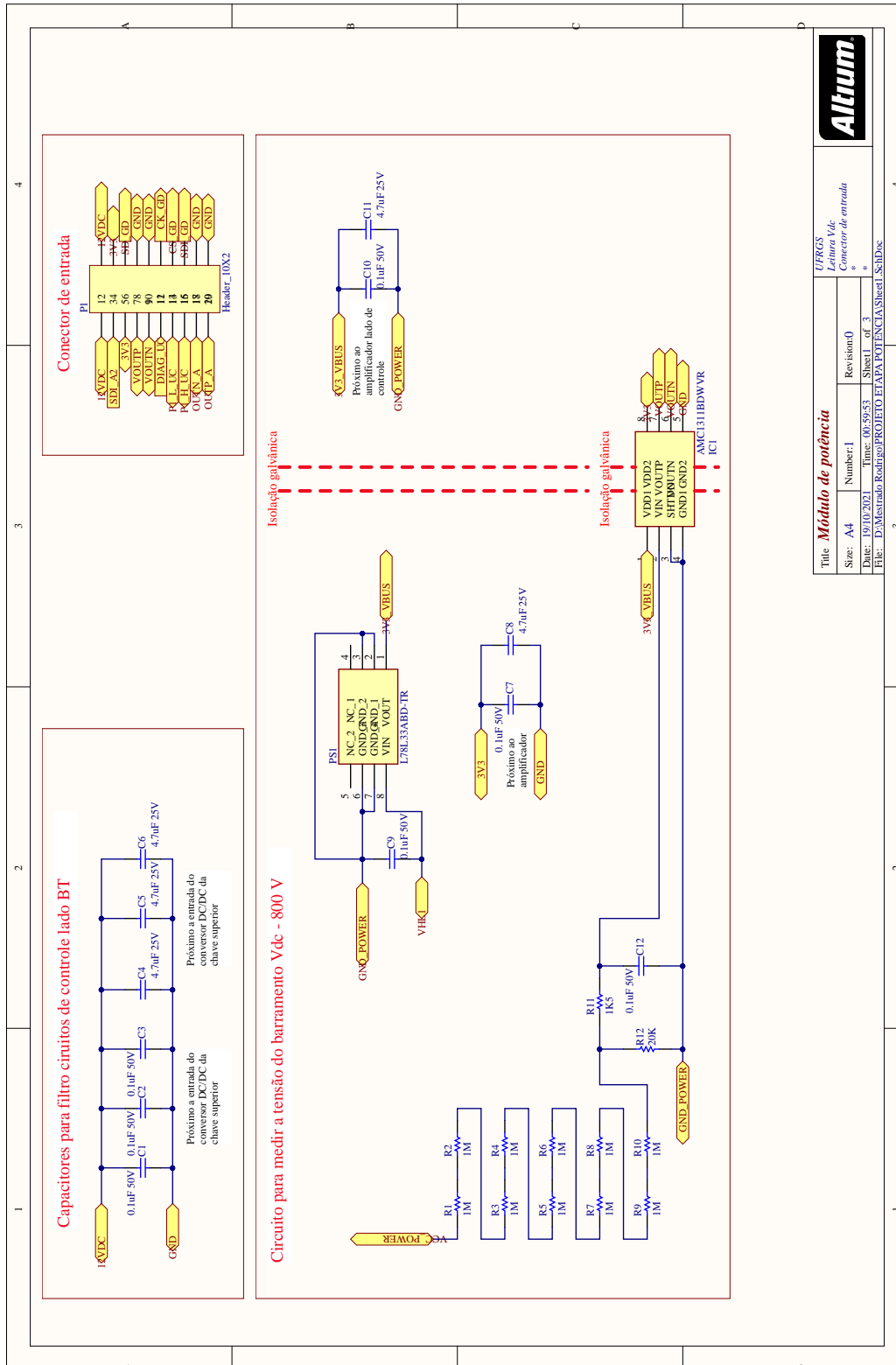
Size: A4 Number: 1 Revision: 0

Date: 19/10/2021 Time: 01:39:53 Sheet 11 of 11

File: D:\Mestrado Rodrigo\PROJETO CONTROLE\CONTROLE_INVERSOR\Sheet 12.SchDoc

Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 75 – Diagrama eletrônico do circuito para leitura da tensão V_{dc} .



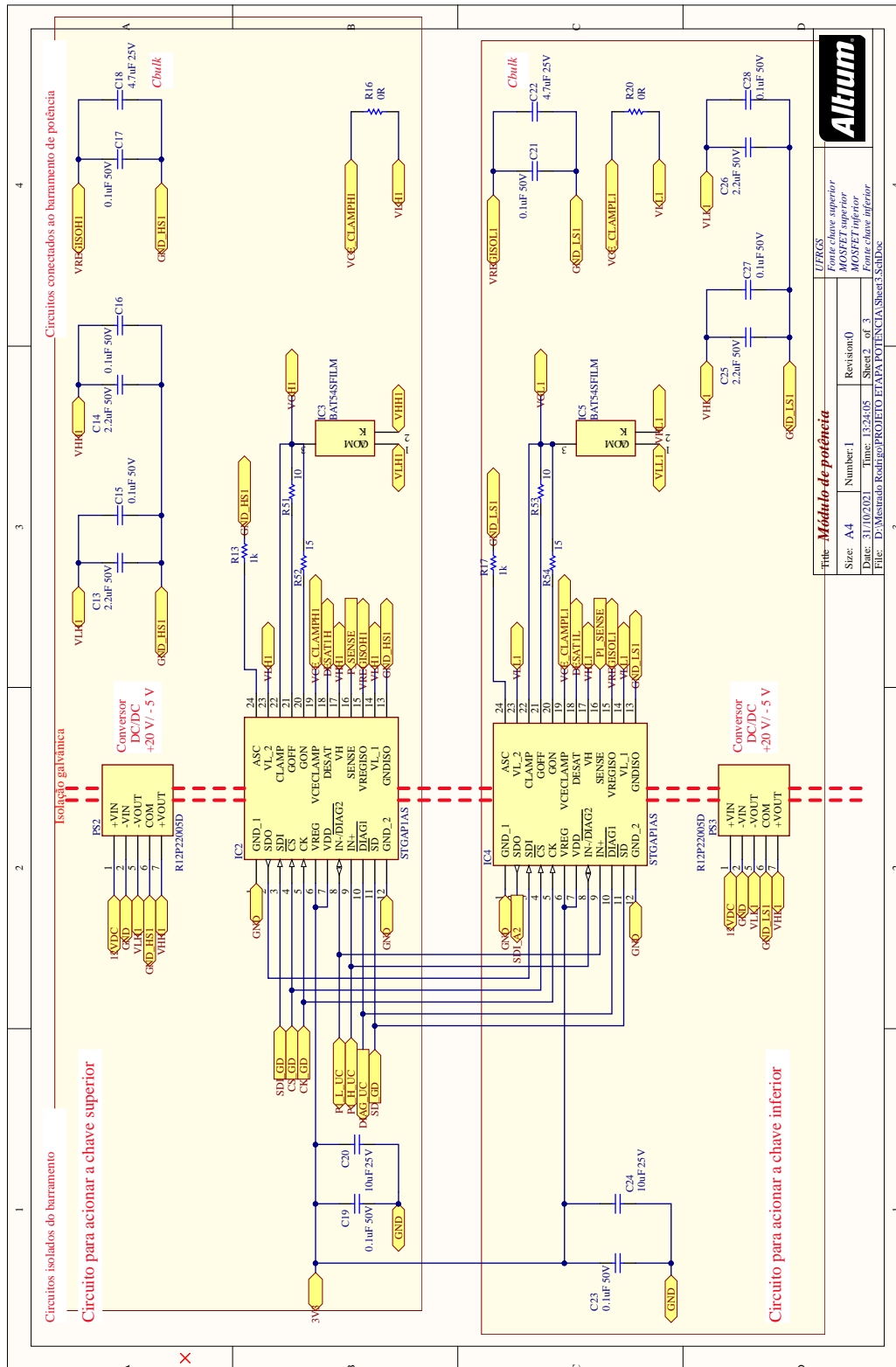
Altium

UPRGS
Leitura Vdc
Conector de entrada

Title: Módulo de potência	Number: 1	Revision: 0
Size: A4	Number: 1	Revision: 0
Date: 19/10/2021	Time: 06:59:53	Sheet 1 of 3
File: D:\Meirardo Rodrigues\PROJETO ETAPA POTENCIA\Sheet1.SchDoc		

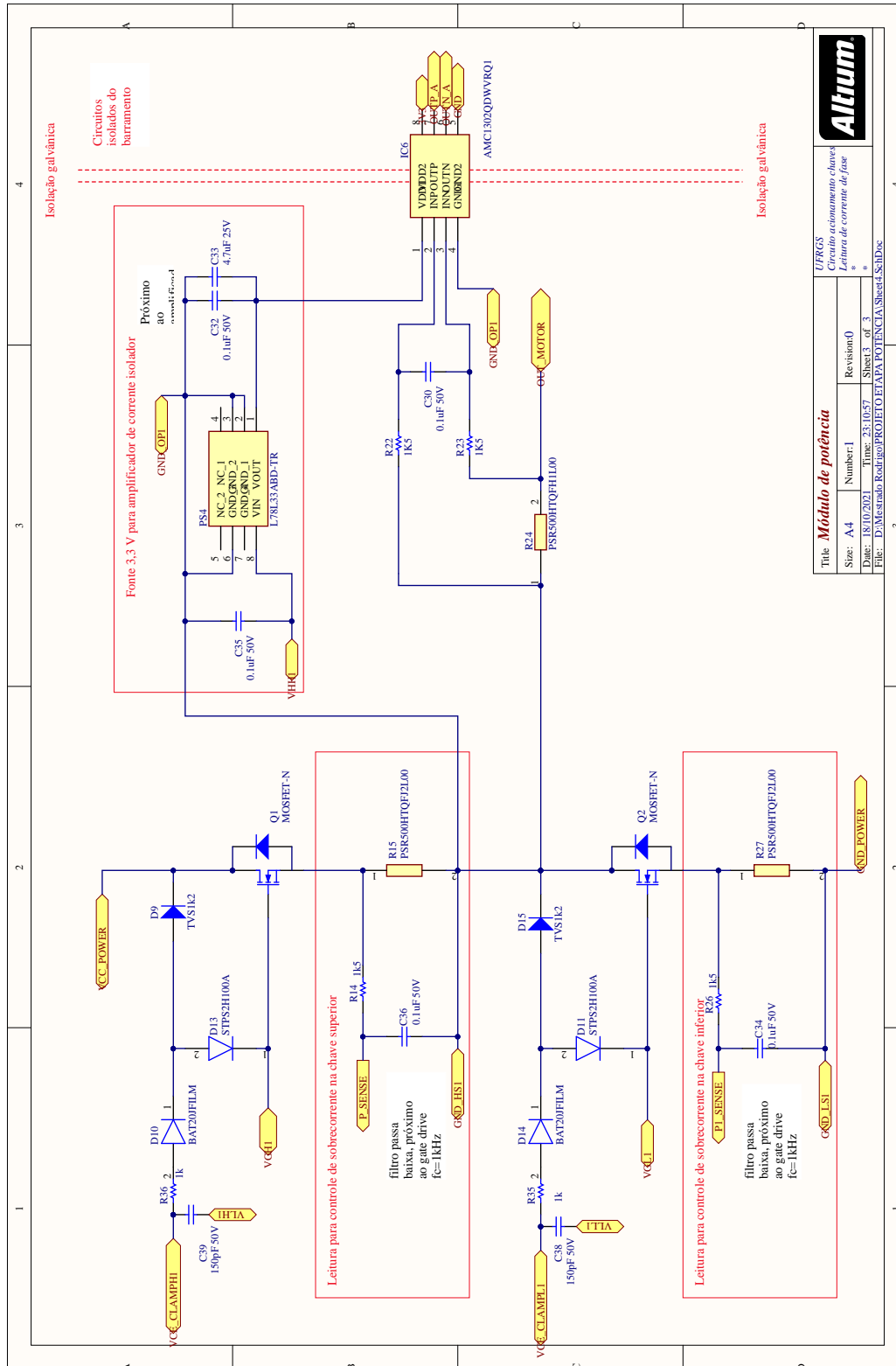
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 76 – Diagrama eletrônico do circuito para acionamento das chaves de potência.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 77 – Diagrama eletrônico do braço de potência.



Title: Módulo de potência	
Size: A4	Revision: 0
Date: 18/10/2021	Time: 23:10:57
File: D:\Mestrado\Rodrigo\PROJETO ETAPA POTENCIA\Sheet3.SchDoc	Sheet 3 of 3

Fonte: Elaborado pelo autor.

APÊNDICE C FUNÇÕES DO SOFTWARE

C.1 Configuração dos *Gate Drives*

O sistema inversor possui 30 gate drives modelo (STGAP1AS) conectados em cascata. Cada registrador do gate drive STGAP1AS (STMICROELECTRONICS, 2018) possui diversos registradores de operação e controle que precisam ser devidamente configurados.

A configuração é realizada apenas na inicialização. O fluxograma da Figura 79 descreve a metodologia utilizada. Cada processo de envio ou leitura se repete por $n_{gatedrives}$ vezes, só então segue para o próximo processo da função. A ligação do gate drive e a comunicação utiliza o método SPI *daisy-chain* conforme a Figura 78. Os dados são enviados ao componente ao colocar o pino (\overline{CS}) em nível lógico baixo. O pino MOSI do microcontrolador envia os dados em uma mensagem de 16 bits ao pino SDI. Cada bit da palavra enviada é tratado a cada pulso de *clock* enviado pelo pino (CK). Quando uma segunda mensagem é enviada na sequência os dados da primeira palavra são deslocados para o pino de saída de dados (SDO) conectado ao pino de SDI do próximo *gate drive*. E assim sucessivamente, até que a palavra seja carregada em todos os *gate drives*. Após o envio da mensagem a todos os componentes conectados em cascata o pino \overline{CS} é colocado em nível lógico alto novamente.

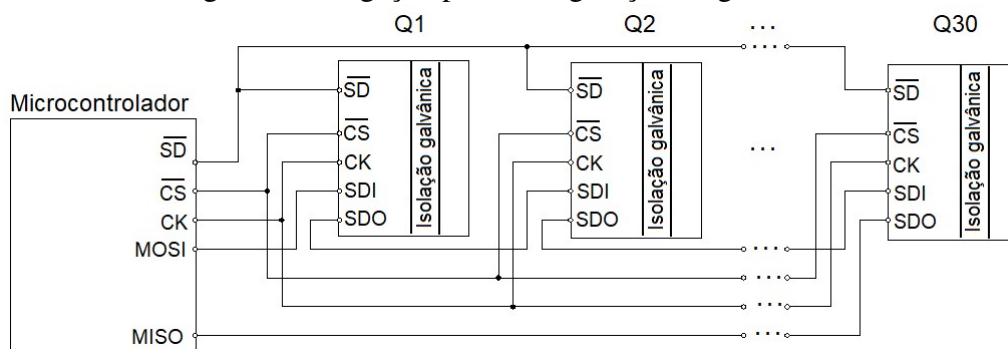
Após ter concluído o envio das configurações, todos os registradores são lidos e comparados com os dados desejados. Caso exista diferença entre algum dado enviado e recebido o sistema retorna falha, caso contrário, retorna que a configuração foi concluída com sucesso.

Esta configuração é realizada uma única vez, quando o inversor é inicializado.

C.2 Leitura de Falhas Registradas nos *Gate Drives*

Quando algum dos *gate drives* entra em falha o pino de diagnóstico DIAGUC fica em nível lógico baixo. Ao detectar a alteração no pino de diagnóstico o programa executa a função para leitura de falhas da Figura 80. A leitura permite implementar técnicas de controle para manter a potência de saída constante e/ou minimizar as perdas mesmo em falha. Neste programa as falhas ainda não foram tratadas.

Figura 78 – Ligação para configuração do gate drive.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 79 – Fluxograma da função configuração gate drive.

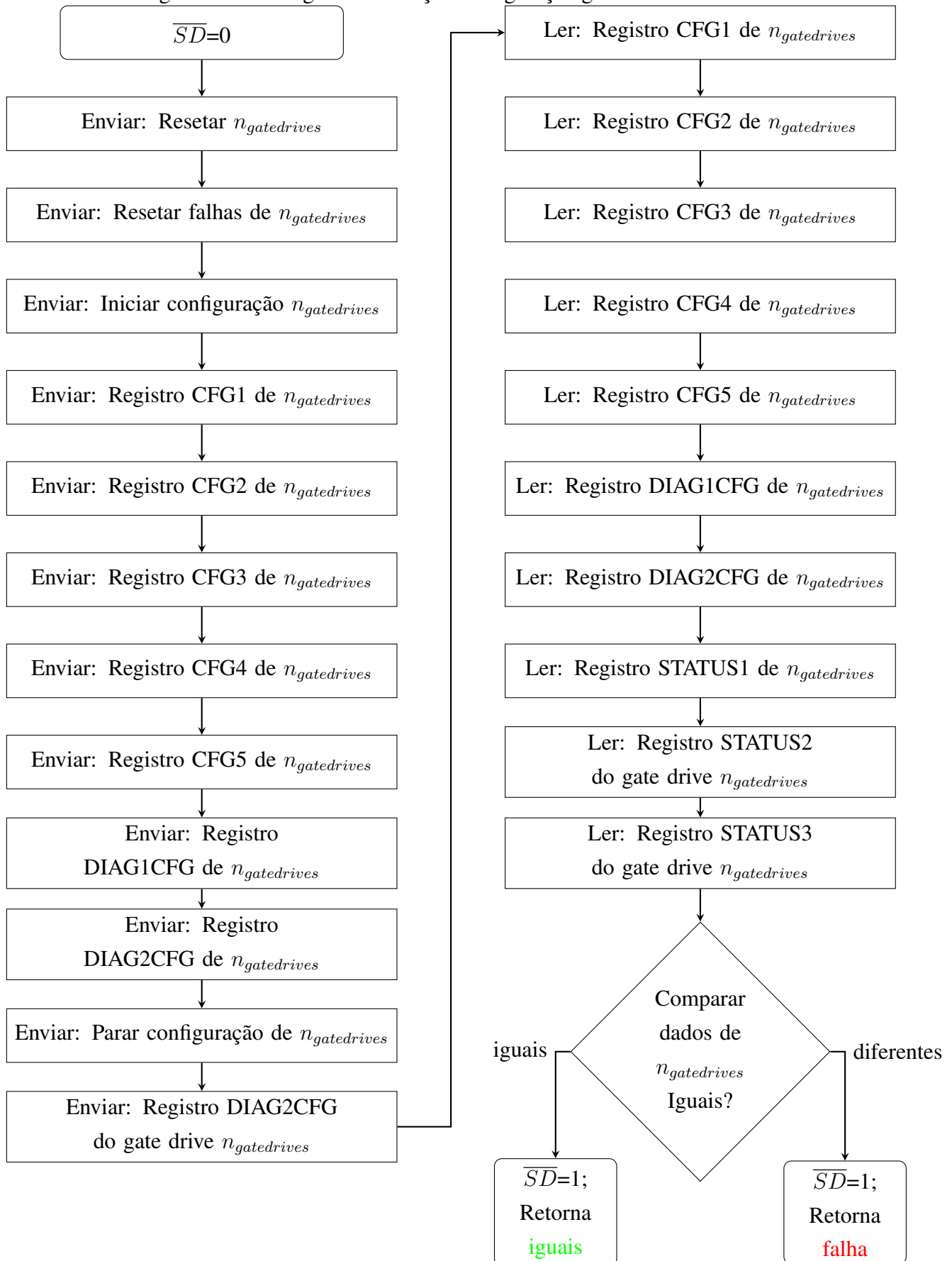
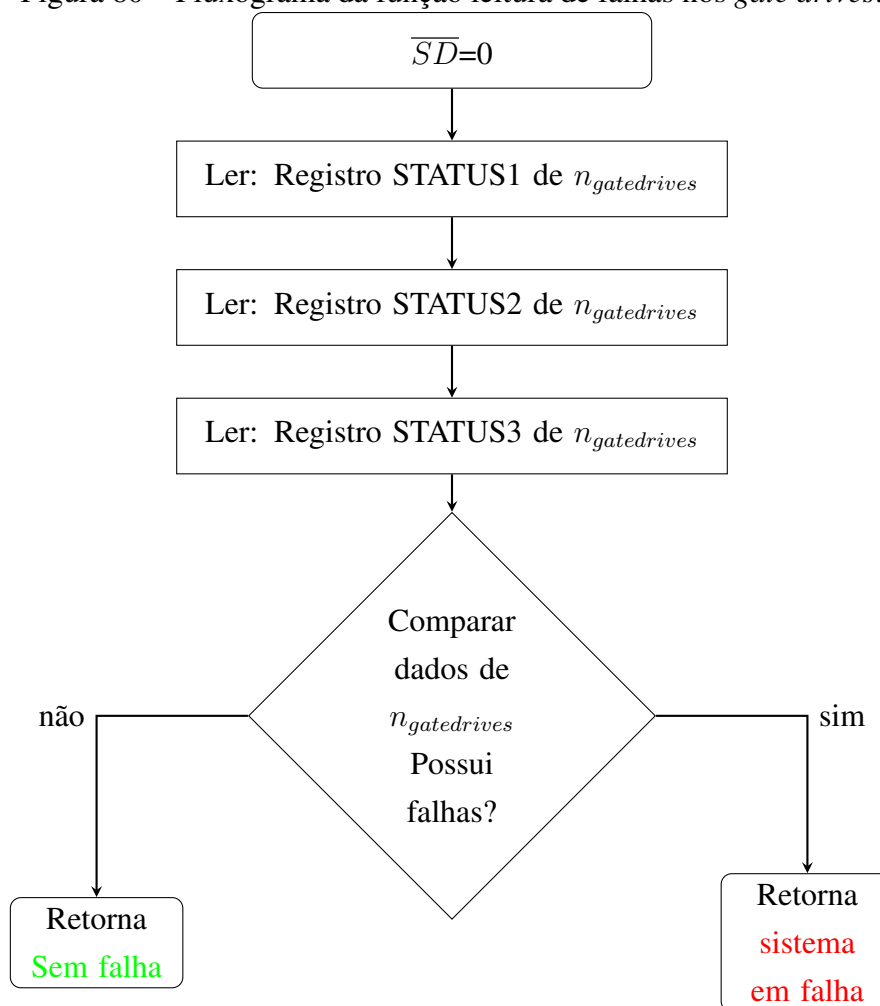


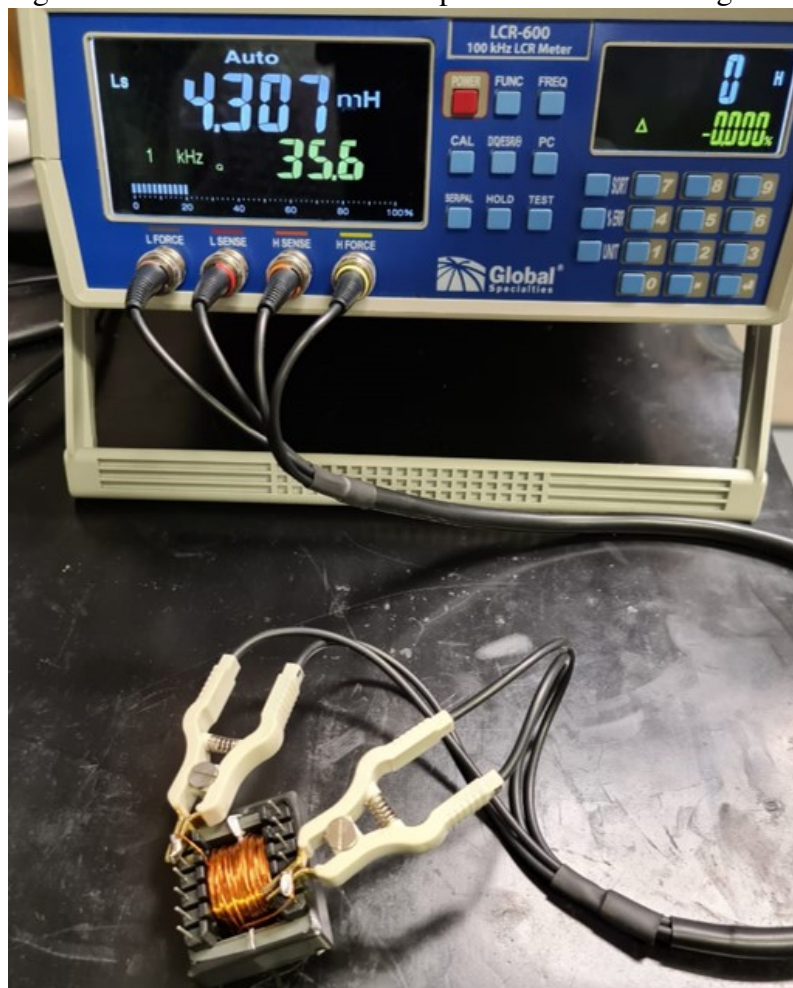
Figura 80 – Fluxograma da função leitura de falhas nos *gate drives*.

Fonte: Elaborado pelo autor.

APÊNDICE D IMAGENS DO ENSAIO REALIZADO COM CARGA RL

Para realizar o ensaio de acionamento e validação da funcionalidade do sistema foram implementados três indutores de 4,3 mH conforme a Figura 81. Cada indutor possui a mesma característica da máquina elétrica de 15 fases com dois grupos em série.

Figura 81 – Indutor desenvolvido para o ensaio com carga RL.



Fonte: Elaborado pelo autor.