

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
CENTRO TECNOLÓGICO DE JOINVILLE
CURSO DE ENGENHARIA MECATRÔNICA

JULIA MARIA RECH CHRIST

PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM INVERSOR TRIFÁSICO PARA MOTOR BLDC
APLICADO A PROTÓTIPO VEICULAR DE COMPETIÇÃO UNIVERSITÁRIA

Joinville
2023

JULIA MARIA RECH CHRIST

PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM INVERSOR TRIFÁSICO PARA MOTOR BLDC
APLICADO A PROTÓTIPO VEICULAR DE COMPETIÇÃO UNIVERSITÁRIA

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado como requisito parcial para obtenção do título de bacharel em Engenharia Mecatrônica no curso de Engenharia Mecatrônica, da Universidade Federal de Santa Catarina, Centro Tecnológico de Joinville.

Orientador: Dr. Diego Santos Greff

Joinville
2023

Dedico este trabalho aos meus pais.

AGRADECIMENTOS

Agradeço de coração aos meus pais, Marlene e Leonir, por terem acreditado em mim e por terem me mostrado que o conhecimento é uma ferramenta poderosa para a realização dos meus sonhos. Seu apoio incondicional e incentivo constante foram fundamentais para que eu pudesse me dedicar aos estudos e concluir minha graduação em engenharia em uma das melhores universidades do país.

À minha irmã, Jéssica, e ao meu irmão, Gabriel, agradeço por estarem sempre presentes em minha jornada e por celebrarem ao meu lado cada conquista.

Não poderia deixar de expressar minha gratidão à minha namorada, Thays, pelo seu companheirismo e por todo o suporte oferecido frente aos desafios encontrados durante a execução deste trabalho.

Ao meu orientador, professor Diego Greff, por sua orientação valiosa não apenas na elaboração deste trabalho, mas também em decisões importantes para minha carreira acadêmica e profissional.

Ao professor Dalton Vidor, meu sincero agradecimento pelo tempo disponibilizado e pelo conhecimento compartilhado durante a elaboração deste projeto.

À equipe Eficem e ao Grupo de Energias Renováveis, que disponibilizaram os recursos necessários para a realização deste trabalho. Sem o apoio e os meios fornecidos, esse projeto não teria sido possível.

Por fim, quero expressar minha gratidão a todos os meus amigos que fizeram parte da minha jornada até aqui. Cada encontro, cada conversa e cada momento compartilhado contribuíram para o meu crescimento pessoal e acadêmico. Obrigado por terem estado ao meu lado e por terem feito parte dessa história.

RESUMO

Os veículos elétricos foram criados antes mesmo dos populares veículos a combustão interna. Apresentando características vantajosas e atrativas, como o baixo ruído e alta confiabilidade, conquistaram o mercado norte-americano no início do século XX, contudo, sua baixa autonomia e a falta de infraestrutura de carregamento fizeram com que os os veículos de tração elétrica cedessem a liderança de mercado aos veículos a combustão. A volatilidade nos preços de combustíveis fósseis e a crescente preocupação com a temática ambiental ao final do século XX, resgataram os veículos elétricos como uma alternativa econômica e sustentável para o setor de transportes. Ademais, o rápido avanço no desenvolvimento de tecnologias aplicadas ao setor, conferiu aos veículos elétricos atrativos importantes, como o aumento da autonomia das baterias e a eficiência energética elevada. No intuito de incentivar o desenvolvimento tecnológico e o uso de energias sustentáveis, a Shell Eco-Marathon promove anualmente competições entre equipes universitárias, desafiando estudantes a projetarem protótipos veiculares, de tração elétrica e a combustão, de alta eficiência energética. A equipe Eficem representa a Universidade Federal de Santa Catarina, campus de Joinville, na Shell Eco-Marathon. Com importantes conquistas em sua história, como o atual recorde latino-americano de eficiência energética, alcançado pelo protótipo elétrico Setta Energy, a Eficem busca melhorar seus resultados continuamente. Desenvolvido em parceria com o Grupo de Energias Renováveis (GREEN), o sistema de tração do protótipo elétrico Setta Energy ainda é utilizado na equipe, no protótipo sucessor, nomeado Eletronice, contudo, o projeto apresenta falhas em sua construção. Nesse contexto, este trabalho tem por objetivo desenvolver um novo projeto de controlador do motor elétrico, sucessor do atual controlador da equipe, corrigindo as falhas do projeto atual e visando alcançar resultados cada vez melhores. Este trabalho apresenta o processo de desenvolvimento do esquemático elétrico do inversor trifásico, montagem e prototipagem para teste em bancada e desenvolvimento do software embarcado, assim como o projeto de layout da placa de circuito impresso para produção, montagem e testes finais.

Palavras-chave: Veículos Elétricos. Inversor. Motor BLDC. Eficiência. Eficem.

ABSTRACT

Electric vehicles were created even before popular internal combustion vehicles. Presenting advantageous and attractive characteristics, such as low noise and high reliability, they conquered the North American market at the beginning of the 20th century, however, its low autonomy and lack of charging infrastructure caused electric propulsion vehicles to cede market leadership to internal combustion vehicles. The volatility in fossil fuel prices and the concern about the environmental theme at the end of the 20th century, rescued electric vehicles as an economical and sustainable alternative for transportation. Moreover, the fast advance in the development of technologies applied in this sector gave to electric vehicles important attractions, such as the increase of the battery life and high energy efficiency. In order to encourage the technological development and the use of sustainable energy, the Shell Eco-Marathon annually promotes competitions between university teams, challenging students to design vehicle prototypes, driven by electric traction or internal combustion, with high energy efficiency. The Eficem team represents the Federal University of Santa Catarina, campus of Joinville, at Shell Eco-Marathon. With important achievements in its history, as the current Latin American record of energy efficiency, achieved by electric prototype Setta Energy, Eficem seeks to improve its results continuously. Developed in partnership with the Renewable Energy Group (GREEN), the system of the electric prototype Setta Energy is still used, in the successor prototype named Eletronice, however, the project has flaws in its construction. In this context, this work aims to develop a new project of the electric motor controller, successor of the current team controller, correcting the failures of the current project and aiming to achieve better results. This work presents the development process of the electric schematic of the three-phase inverter, assembly and prototyping for bench test, and software development, as well as the layout design of the printed circuit board for production, assembly and final testing.

Keywords: Electric Vehicles. Inverter. BLDC Motor. Efficiency. Eficem.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Consumo energético por sistema de propulsão	15
Figura 2 – Protótipo elétrico Setta Energy	16
Figura 3 – Protótipo elétrico Eletronice	16
Figura 4 – Configuração de um veículo híbrido em série	19
Figura 5 – Configuração de um veículo híbrido em paralelo	19
Figura 6 – Configuração de um veículo híbrido série-paralelo	20
Figura 7 – Configuração geral de veículos elétricos modernos	21
Figura 8 – Configurações de propulsão elétrica de motor único	21
Figura 9 – Configurações de propulsão elétrica de motor duplo	22
Figura 10 – Curva ideal de torque e velocidade para tração elétrica	23
Figura 11 – Estrutura construtiva de um motor BLDC simples	26
Figura 12 – Estrutura construtiva de um motor BLDC trifásico	26
Figura 13 – Sensores de efeito <i>hall</i> , FCEM e corrente de armadura	27
Figura 14 – Topologia geral de um inversor trifásico	28
Figura 15 – Sequência de estados em um ciclo elétrico completo	31
Figura 16 – Corrente de armadura com modulação PWM nas chaves do inversor	33
Figura 17 – Padrão de comutação 1	34
Figura 18 – Padrão de comutação 2	34
Figura 19 – Padrão de comutação 3	35
Figura 20 – <i>Deadtime</i> na ativação de chaves em PWM complementar	35
Figura 21 – MOSFET Canal-N	36
Figura 22 – Curvas de tensão e corrente características em MOSFETs	37
Figura 23 – Configuração Darlington	38
Figura 24 – Operação do circuito de <i>bootstrap</i>	40
Figura 25 – Braço inversor	44
Figura 26 – Circuito <i>gate driver</i>	45
Figura 27 – Cristal oscilador e circuito de <i>reset</i>	46
Figura 28 – Sensores de efeito <i>hall</i>	47
Figura 29 – Conversores de tensão	48
Figura 30 – <i>Layout</i> do inversor trifásico	48
Figura 31 – <i>Layout</i> dos circuitos <i>gate drivers</i>	49
Figura 32 – <i>Layout</i> do circuito de controle	50
Figura 33 – Projeto final da placa de circuito impresso	50
Figura 34 – Montagem da placa de circuito impresso	52
Figura 35 – Teste de comunicação	53

Figura 36 – Resultado do teste de chaveamento	53
Figura 37 – Conferência do <i>deadtime</i>	54
Figura 38 – Sinais de acionamento das fases do inversor	55
Figura 39 – Tensões de fase no motor	56

LISTA DE QUADROS

Quadro 1 – Operação do inversor em 180°	29
Quadro 2 – Operação do inversor em 150°	29
Quadro 3 – Operação do inversor em 120°	30
Quadro 4 – Sequência de comutação para o Motor 1	55

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Dados nominais dos motores da Eficem	41
Tabela 2 – Condições de operação	42
Tabela 3 – Parâmetros para dimensionamento do capacitor de <i>bootstrap</i>	45

LISTA DE SIGLAS

BJT Bipolar Junction Transistor

BLDC Brushless Direct Current

CA Corrente Alternada

CC Corrente Contínua

FCEM Força Contra Eletromotriz

ICSP In-Circuit Serial Programming

IGBT Insulated Gate Bipolar Transistor

MOSFET Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor

PTH Pin Through Hole

PWM Pulse Width Modulation

SEMA Shell Eco-Marathon Americas

SEMB Shell Eco-Marathon Brasil

SMD Surface Mount Device

UFSC Universidade Federal de Santa Catarina

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	14
1.1	OBJETIVOS	17
1.1.1	Objetivo Geral	17
1.1.2	Objetivos Específicos	17
2	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	18
2.1	VEÍCULOS ELÉTRICOS	18
2.1.1	Veículos elétricos híbridos	18
2.1.2	Veículos elétricos puros	20
2.2	MOTORES ELÉTRICOS	23
2.2.1	Motor de corrente contínua	24
2.2.2	Motor de indução	24
2.2.3	Motor de relutância chaveada	24
2.2.4	Motor sem escovas de ímãs permanentes	25
2.3	ACIONAMENTO DE MOTORES BLDC	26
2.4	INVERSOR TRIFÁSICO	27
2.4.1	Operação em 180°	28
2.4.2	Operação em 150°	29
2.4.3	Operação em 120°	30
2.5	MODULAÇÃO PWM EM INVERSORES	32
2.5.1	Padrões de comutação PWM	33
2.6	CHAVES DE POTÊNCIA	35
2.6.1	MOSFET	36
2.6.2	IGBT	37
2.7	CIRCUITOS DE ACIONAMENTO DE CHAVES DE POTÊNCIA	38
3	PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO	41
3.1	REQUISITOS DE PROJETO	41
3.2	ESQUEMÁTICO ELÉTRICO	42
3.2.1	Ponte trifásica	42
3.2.2	Gate drivers	44
3.2.3	Microcontrolador	45
3.2.4	Sensores de efeito <i>hall</i>	47
3.2.5	Conversores	47
3.3	PLACA DE CIRCUITO IMPRESSO	48
4	TESTES E RESULTADOS	52

5	CONCLUSÕES	57
	REFERÊNCIAS	58
	APÊNDICE A - CÓDIGO UTILIZADO NO TESTE DE ACIONAMENTO DAS CHAVES COM INSERÇÃO DE <i>DEADTIME</i>	61
	APÊNDICE B - CÓDIGO UTILIZADO PARA A COMUTAÇÃO FORÇADA DAS FASES DO MOTOR	65

1 INTRODUÇÃO

O interesse pelos veículos de propulsão elétrica tem sido crescente no Brasil e no mundo, contudo, sua história iniciou antes mesmo da popularização dos veículos de combustão interna. Em 1881, o francês M. Raffard criou o que foi considerado o primeiro veículo elétrico ao adaptar um triciclo para o funcionamento a partir da tração elétrica, enquanto o primeiro veículo a combustão foi apresentado pelo alemão Karl Benz apenas em 1885 (HØYER, 2008). Com o aprimoramento dessa tecnologia de propulsão, França, Inglaterra e Estados Unidos foram as primeiras nações a desenvolverem e utilizarem os veículos elétricos comercialmente (ANDERSON; ANDERSON, 2010).

Características como baixo ruído, ausência de vibrações, ausência de sujeira e odores, confiabilidade e fácil direção despertaram o interesse inicial na confecção de carros elétricos, o que viabilizou o seu domínio no mercado norte-americano no início do século XX. Entretanto, o alto custo e a baixa autonomia dos veículos, aliada à falta de estrutura para o carregamento das baterias e a crescente popularidade dos combustíveis fósseis após a Segunda Revolução Industrial, resultou no favoritismo pelo veículo a combustão interna (ANDERSON; ANDERSON, 2010), que domina o mercado dos transportes até a atualidade.

A volatilidade do preço do petróleo ocasionada pela crise de 1974-1986 (PEDROSA; CORRÊA, 2016), juntamente com a crescente preocupação com a temática ambiental foram fatores importantes para resgatar os veículos elétricos como alternativa viável de transporte no final do século XX e início do século XXI (CASTRO; FERREIRA, 2010). O protocolo de Kyoto, adotado em 1997, estabelecia aos países desenvolvidos o compromisso de reduzir ou limitar as emissões de gases de efeito estufa, totalizando uma redução de 5% em relação às taxas de emissão de 1990, durante o período de 2008 a 2012 (BRASIL, 2004).

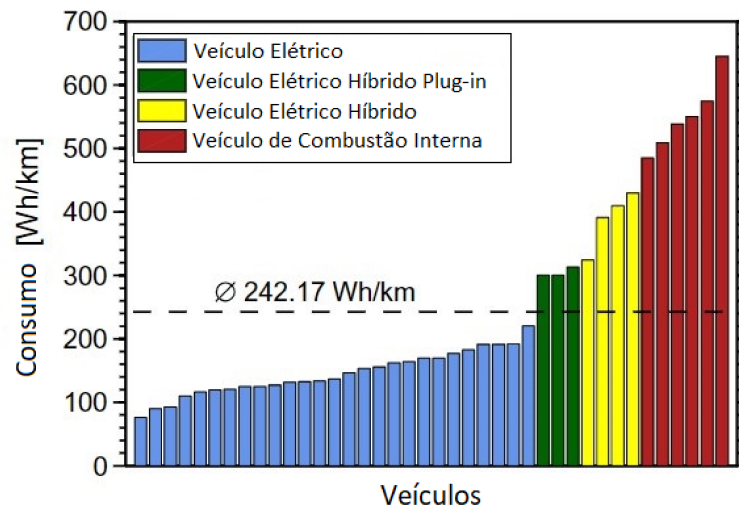
Em 2015, o Acordo de Paris estabeleceu como objetivos a limitação do aumento da temperatura média do planeta em 2° Celsius em relação à temperatura no período pré-industrial, e o emprego de esforços para limitá-lo em, no máximo, 1,5° Celsius (MILANEZ et al., 2017). O setor de transportes é responsável por quase um quarto das emissões globais de CO₂, e o uso de combustíveis fósseis como gasolina, diesel e querosene é o principal fator que coloca o setor como uma preocupação frente à problemática ambiental (MILANEZ et al., 2017).

Outro fator crucial para a retomada do interesse no uso de veículos elétricos, foi o desenvolvimento tecnológico em rápido avanço, principalmente quanto ao armazenamento de energia. A maior densidade energética das baterias desenvolvidas, conferiu maior autonomia aos carros elétricos (CASTRO; FERREIRA,

2010), solucionando uma das complicações que justificaram seu declínio no século XX.

A eficiência energética apresentada pelos veículos elétricos tornou-se também um atrativo importante. A análise comparativa de consumo energético realizada por Lorf et al. (2013), conclui que veículos elétricos apresentam uma média de consumo 40% menor que a média geral de consumo entre veículos elétricos, híbridos e de combustão interna. A Figura 1 apresenta os resultados obtidos na pesquisa.

Figura 1 – Consumo energético por sistema de propulsão



Fonte: Adaptado de Lorf et al. (2013, p. 16).

Nota-se que o consumo de energia reduz conforme o grau de eletrificação do veículo aumenta. Assim, os veículos a combustão interna apresentam o maior consumo de energia, quase quatro vezes mais que o consumo em veículos elétricos (LORF et al., 2013).

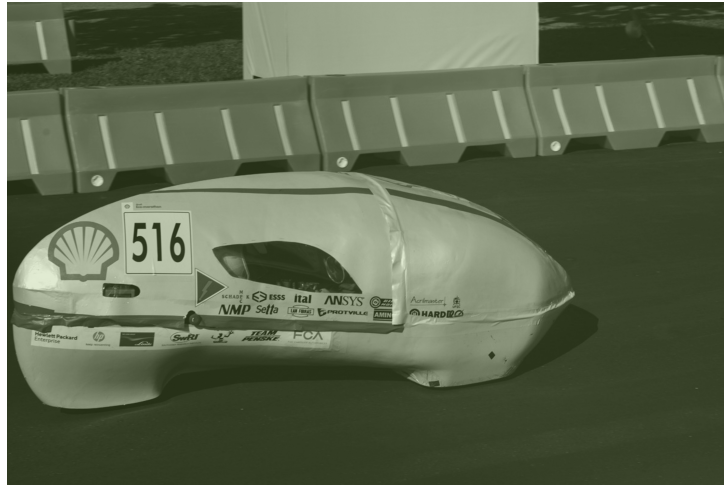
Aliando a preocupação com a preservação do meio ambiente e o incentivo à aplicação da energia sustentável, a Shell Eco-Marathon promove anualmente competições de eficiência energética veicular entre equipes estudantis de universidades e institutos no mundo todo (SHELL PLC, 2022a). Para a Shell (2022a), "A necessidade de garantir a crescente demanda de energia com menos impactos ambientais exige soluções criativas."

Fundada em 2012 por alunos do curso de Engenharia Automotiva, a equipe de eficiência energética Eficem representa a Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC) do campus Joinville, na Shell Eco-Marathon, e tem por objetivo projetar e construir protótipos veiculares, movidos a propulsão elétrica e a combustão interna, para competir na Shell Eco-Marathon Brasil (SEMB) , Shell Eco-Marathon Americas (SEMA) e demais competições de eficiência energética (EFICEM, 2020a).

Em 2017, na SEMA, competição internacional realizada em Detroit, nos

Estados Unidos (SHELL PLC, 2022b), A Eficem conquistou a terceira colocação na categoria Bateria Elétrica com o protótipo Setta Energy (Figura 2). No mesmo ano, a equipe atingiu a marca de 363,6 km/kWh na SEMB, conquistando o primeiro lugar. A marca obtida é, atualmente, o recorde latino-americano de eficiência energética na competição (EFICEM, 2020a).

Figura 2 – Protótipo elétrico Setta Energy



Fonte: Eficem (2020a).

Ainda em 2017, iniciou-se a construção do protótipo de propulsão elétrica atual da equipe, nomeado Eletronice (Figura 3). O protótipo tem uma estrutura construída em forma de monocoque, laminado em fibra de carbono (EFICEM, 2020b).

Figura 3 – Protótipo elétrico Eletronice



Fonte: Eficem (2020b).

Os sistemas elétricos que compõe os protótipos da Eficem são desenvolvidos pela equipe no setor de Sistemas Embarcados, em parceria com o Grupo de Energias Renováveis (GREEN), da Universidade Federal de Santa Catarina (GREEN, 2020). Atualmente, o motor e controlador utilizados no Eletronice foram reaproveitados do antigo protótipo Setta Energy e, apesar de deter o recorde latino-americano, o projeto apresenta falhas de construção.

Nesse contexto, o objetivo deste trabalho é desenvolver um novo controlador para o motor do protótipo Eletronice, visando corrigir as falhas de projeto do sistema de controle atual da equipe, assegurando maior confiabilidade do sistema de propulsão do veículo de competição.

1.1 OBJETIVOS

No intuito de solucionar os problemas existentes no sistema de propulsão atual do protótipo elétrico e aumentar sua confiabilidade, propõe-se neste trabalho os seguintes objetivos.

1.1.1 Objetivo Geral

Desenvolver o projeto eletrônico de um controlador de motor trifásico BLDC para aplicação no protótipo de competição da equipe Eficem.

1.1.2 Objetivos Específicos

- Identificar na literatura as topologias de inversores para motores trifásicos de corrente contínua;
- Elaborar o esquemático elétrico e o *layout* de *hardware* de um inversor trifásico para um motor BLDC;
- Validar o acionamento das chaves do inversor desenvolvido.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Este capítulo apresenta uma revisão teórica sobre os conceitos mais relevantes para o desenvolvimento do projeto. É apresentada uma contextualização sobre os tipos de veículos elétricos existentes e as principais arquiteturas disponíveis no mercado, aprofundando nos tipos de motores elétricos utilizados, em especial o motor *Brushless Direct Current* (BLDC) trifásico e seu acionamento e controle, bem como a arquitetura de um inversor trifásico típico e seus principais métodos de modulação.

2.1 VEÍCULOS ELÉTRICOS

Os veículos elétricos são veículos que possuem um ou mais motores elétricos ligados diretamente ao sistema de tração, podendo ser classificados em veículos elétricos híbridos e veículos elétricos puros (CASTRO; FERREIRA, 2010).

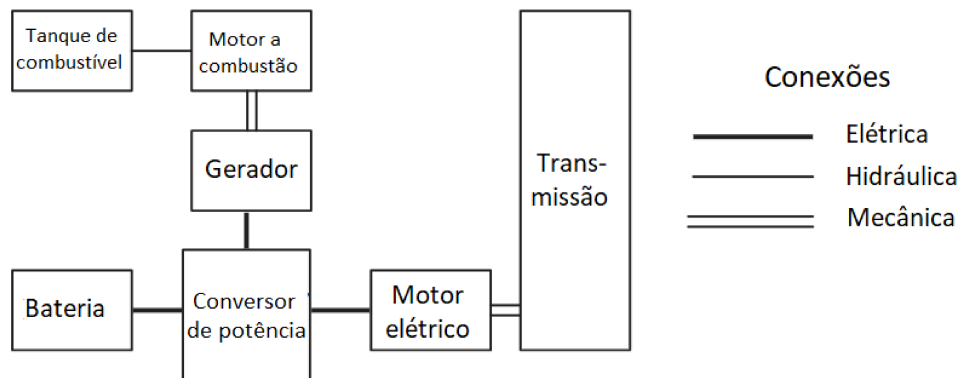
2.1.1 Veículos elétricos híbridos

Combinando o motor de combustão interna ao motor elétrico, os veículos elétricos híbridos apresentam uma redução significativa na dissipação de energia em comparação aos veículos de combustão interna, mantendo a boa performance proporcionada pela alta densidade energética dos combustíveis derivados de petróleo. As principais arquiteturas apresentadas pelos veículos híbridos são configuração em série, configuração em paralelo e configuração série-paralelo (EHSANI et al., 2018).

O sistema híbrido em série possui o motor a combustão conectado em série ao motor elétrico, sendo este acoplado ao sistema de transmissão. O objetivo inicial da elaboração de um veículo híbrido nessa arquitetura era aumentar a autonomia do veículo elétrico, adicionado um motor a combustão para a recarga das baterias internas (EHSANI et al., 2018). A Figura 4 apresenta a configuração típica de um veículo híbrido em série.

Nessa configuração, a tração do veículo é realizada por um motor elétrico acoplado ao sistema de transmissão. Este, é alimentado por um conjunto de baterias e por um gerador, acoplado ao motor de combustão interna. A potências de ambas as fontes de energia (baterias e gerador) são combinadas através de um dispositivo de acoplamento elétrico, sendo então fornecidas ao motor principal (EHSANI et al., 2018).

Figura 4 – Configuração de um veículo híbrido em série

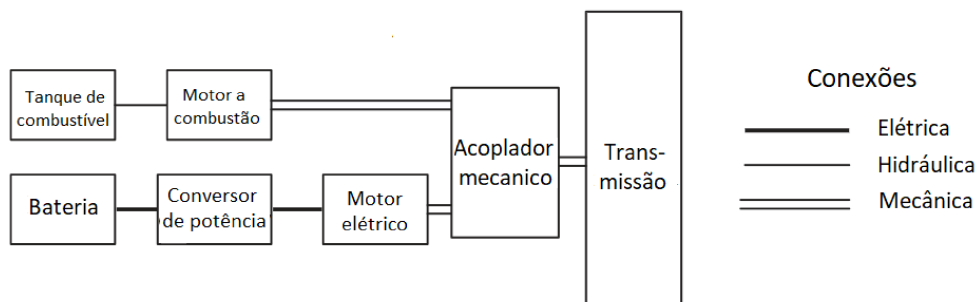


Fonte: Adaptado de Ehsani et al. (2018, p. 116).

No sistema híbrido em paralelo, ambos os motores são acoplados diretamente ao sistema de transmissão. Essa arquitetura apresenta vantagens significativas em relação ao sistema em série, dispensando a necessidade de um gerador e possibilitando o uso de um motor elétrico menor para a tração, o que resulta na redução da dissipação de energia, aumentando, conseqüentemente, a eficiência do veículo (EHSANI et al., 2018).

Contudo, o modelo em paralelo exige um sistema de controle de maior complexidade, devido ao acoplamento mecânico simultâneo dos motores no eixo (EHSANI et al., 2018). A configuração típica de um sistema híbrido em paralelo é mostrada na Figura 5.

Figura 5 – Configuração de um veículo híbrido em paralelo

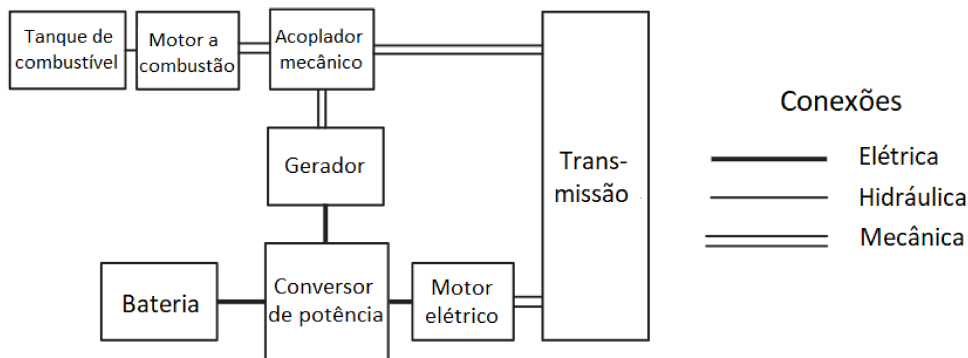


Fonte: Adaptado de Ehsani et al. (2018, p. 116).

Nessa configuração, os motores elétrico e a combustão operam em paralelo, sendo o encaixe mecânico de ambos com o sistema de transmissão realizado por um acoplamento de velocidade ou torque, sendo o último o mais adequado para aplicações contendo motores a combustão interna convencionais (EHSANI et al., 2018).

O sistema série-paralelo combina as estruturas em série e paralelo, mantendo as características de ambas, abrangendo múltiplos modos de operação. Assim, essa arquitetura apresenta tanto o sistema de acoplamento mecânico, quanto o sistema de acoplamento elétrico. Devido à sua alta complexidade, o sistema série-paralelo apresenta, dentre as arquiteturas citadas, o maior custo de implementação (EHSANI et al., 2018).

Figura 6 – Configuração de um veículo híbrido série-paralelo



Fonte: Adaptado de Ehsani et al. (2018, p. 116).

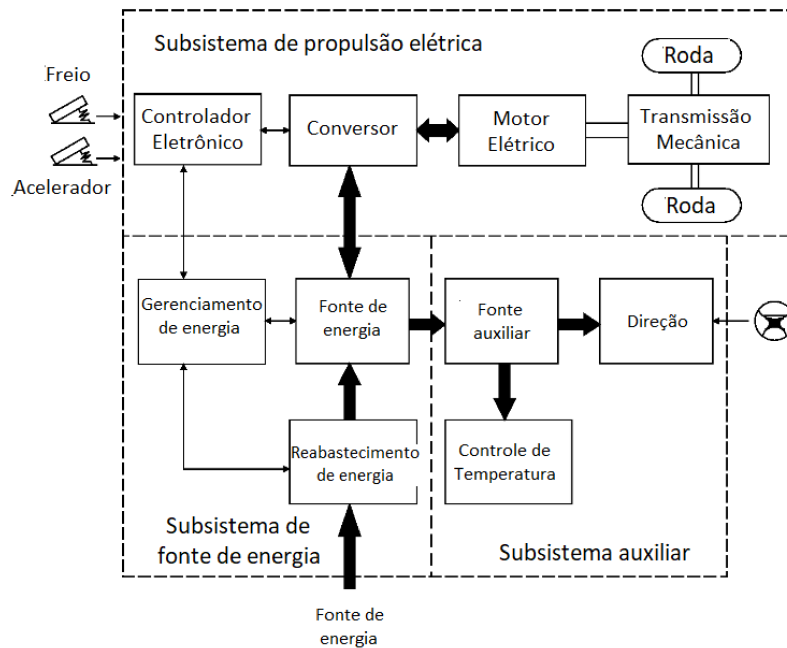
Nessa configuração, o motor a combustão interna atua tanto diretamente na transmissão do veículo quanto no acionamento de um gerador, cuja potência é combinada à potência fornecida pela bateria por um dispositivo de acoplamento elétrico, sendo a potência resultante fornecida ao motor elétrico acoplado ao sistema de transmissão (EHSANI et al., 2018).

2.1.2 Veículos elétricos puros

Tendo em consideração que a maior dissipação de energia em um veículo híbrido provém da ineficiência dos processos mecânicos envolvidos no motor a combustão, os veículos elétricos puros, por serem tracionados integralmente por motores elétricos, apresentam eficiência energética superior. (CASTRO; FERREIRA, 2010).

As primeiras versões de veículos elétricos apresentadas consistiam na substituição do motor de combustão interna e do tanque de combustível por um motor elétrico e um conjunto de baterias, mantendo os demais segmentos do sistema, enquanto os veículos elétricos modernos apresentam uma configuração de maior complexidade, sendo composta por subsistemas mecânicos, de comunicação, elétricos e eletrônicos (CHAN; CHAU, 2001).

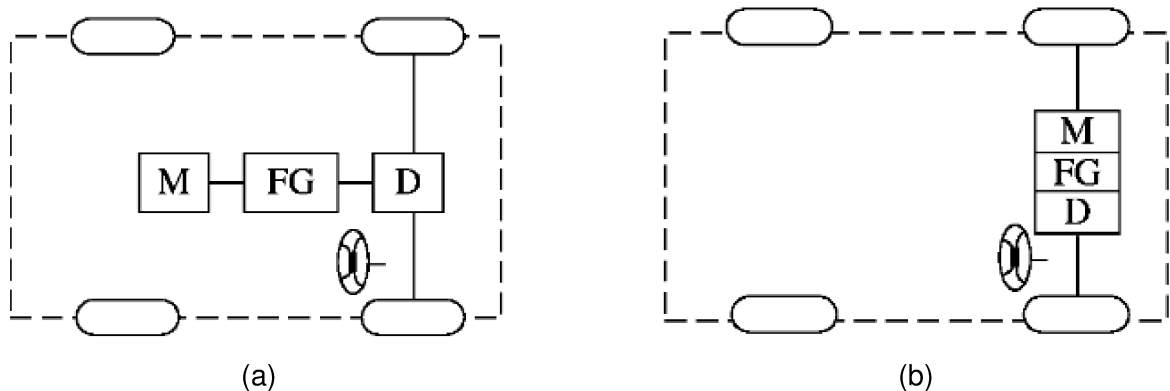
Figura 7 – Configuração geral de veículos elétricos modernos



Fonte: Adaptado de Chan e Chau (2001, p. 30).

O subsistema de propulsão elétrica do veículo, apresentado na Figura 7, é composto essencialmente pelo controlador, conversor, motor elétrico e sistema de transmissão. A adaptabilidade desse conjunto permite que os veículos elétricos possam apresentar diferentes arquiteturas de propulsão. A Figura 8 contém duas das principais configurações de veículos elétricos retratadas por Chan e Chau (2001), que apresentam apenas um motor em seu sistema de propulsão.

Figura 8 – Configurações de propulsão elétrica de motor único



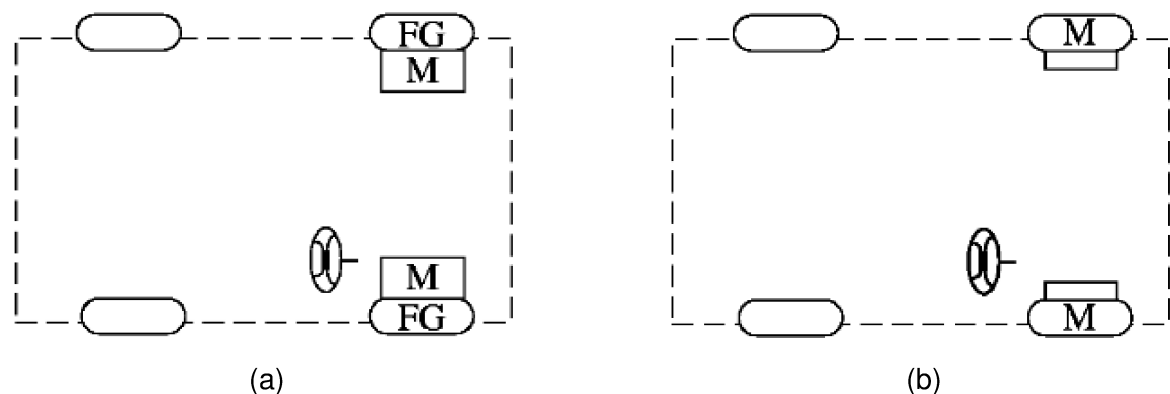
Fonte: Adaptado de Chan e Chau (2001, p. 32).

A primeira configuração, apresentada pela Figura 8a, é composta pelo motor elétrico, localizado na parte traseira do veículo, acoplado a um sistema de engrenagens fixas que compõe a caixa de redução, sendo este conectado ao sistema de transmissão através de um diferencial, componente mecânico que permite que as rodas apresentem velocidades distintas (CHAN; CHAU, 2001).

A configuração apresentada pela Figura 8b é a mais comum entre os veículos elétricos modernos. Nessa configuração, o motor elétrico é deslocado para a parte dianteira do veículo, integrando a caixa de redução e o diferencial em uma única montagem, localizada no eixo do sistema de transmissão do veículo (CHAN; CHAU, 2001).

A função exercida pelo diferencial nas configurações citadas pode ser realizada eletronicamente caso sejam utilizados dois motores elétricos distintos. Visando a redução do subsistema mecânico na propulsão, os motores podem ser posicionados nas rodas do veículo (*in-wheel*). A Figura 9 retrata duas das principais configurações compostas por dois motores *in-wheel* apresentadas por Chan e Chau (2001).

Figura 9 – Configurações de propulsão elétrica de motor duplo



Fonte: Adaptado de Chan e Chau (2001, p. 32).

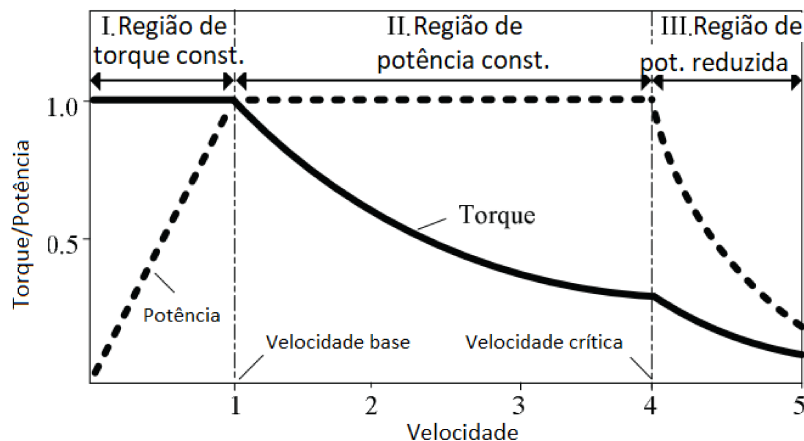
A Figura 9a apresenta uma configuração composta por dois motores *in-wheel* de rotor interno. Esse sistema ainda mantém a necessidade de acoplar um sistema de redução ao motor. É possível eliminar completamente o subsistema mecânico da propulsão com a utilização de motores *in-wheel* de rotor externo. Nessa configuração, retratada pela Figura 9b, o controle de velocidade da roda do veículo é equivalente ao controle de velocidade do próprio motor, eliminando assim a necessidade do uso da caixa de redução.

2.2 MOTORES ELÉTRICOS

O sistema de propulsão de um veículo elétrico é responsável pela transformação da energia elétrica fornecida pela bateria em energia mecânica, provocando o movimento das rodas (CHAN; CHAU, 2001). O motor elétrico é o principal elemento que compõe esse sistema, tornando-se alvo de pesquisas no setor de mobilidade elétrica, visto que a tecnologia aplicada ao motor é um fator crucial para o desempenho do veículo, assim como sua eficiência em consumo e operação (XU et al., 2009).

Para aplicação em tração elétrica, o motor elétrico deve apresentar algumas características básicas, como alta densidade de torque, amplo alcance de velocidade, alto torque de partida, alta eficiência em amplos intervalos de torque e velocidade, baixo ruído acústico, baixa oscilação de torque e boa regulação de tensão (XU et al., 2009). A curva ideal de torque e velocidade para uma máquina de tração é apresentada na Figura 10.

Figura 10 – Curva ideal de torque e velocidade para tração elétrica



Fonte: Adaptado de Xu et al. (2009, p. 167).

Na região I, o torque máximo é limitado pela corrente fornecida pelo inversor, ocasionando uma região de torque constante. Na região II, a potência fornecida pelo motor é constante e o torque é reduzido devido a limitação de corrente e tensão do inversor, enquanto a região III é marcada pela redução de torque e de potência devido ao aumento da força eletromotriz (XU et al., 2009).

Tanaka (2013) afirma em sua dissertação a existência de um consenso em relação aos tipos de motores mais aplicados na tração de veículos elétricos, sendo eles os motores de indução, motor de corrente contínua, motor de relutância chaveada e motor de ímãs permanentes sem escovas.

2.2.1 Motor de corrente contínua

Os motores de corrente contínua (CC) foram inicialmente os mais utilizados na propulsão de veículos elétricos devido ao controle facilitado, através da variação da tensão aplicada, e à sua característica de fornecer alto torque a baixas velocidades (CHAN; CHAU, 2001).

Um motor CC apresenta um campo magnético fixo no estator, podendo ser constituído de enrolamento ou de ímãs permanentes. O rotor é bobinado, e está submetido ao campo magnético gerado pelo estator. A alimentação da bobina no rotor é feita com o auxílio de escovas (EHSANI et al., 2018).

Apesar de atender as características de torque e velocidade necessárias à tração elétrica, a presença de escovas restringe o motor CC a um limite de velocidade baixo em comparação aos demais motores, além da construção volumosa, baixa confiabilidade, necessidade de manutenção frequente e baixa eficiência energética (XUE; CHENG; CHEUNG, 2008).

2.2.2 Motor de indução

O motor de indução é um tipo de máquina de corrente alternada (CA). Nesse motor, a corrente alternada é aplicada diretamente aos enrolamentos do estator, e a corrente no rotor é produzida por indução, assim, os enrolamentos no rotor são curto-circuitados e, em sua maioria, não apresentam conexões externas (FITZGERALD; KINGSLEY; UMANS, 2003).

Devido à ausência de escovas, o motor de indução pode alcançar velocidades de operação mais altas, com alto rendimento. Além disso, apresenta construção simples, baixo custo e alta confiabilidade. (XUE; CHENG; CHEUNG, 2008).

O controle de velocidade de um motor de indução é realizado a partir da alteração da frequência da tensão aplicada e, a partir do controle de orientação de campo, é possível o desacoplamento do controle de torque do controle de campo, possibilitando assim que o motor opere de forma similar a um motor CC, sem as restrições de velocidade (XUE; CHENG; CHEUNG, 2008).

Contudo, a aplicação do controle de orientação de campo ocasiona um alto torque de ruptura, o que resulta no superdimensionamento do motor. Além disso, os controladores para um motor de indução tem custo superior em comparação aos controladores de motores CC (XUE; CHENG; CHEUNG, 2008).

2.2.3 Motor de relutância chaveada

Os motores de relutância chaveada são máquinas CA de construção simples e de baixo custo. O rotor não apresenta enrolamentos, ímãs, comutadores ou escovas, o

que possibilita a operação em altas velocidades e com confiabilidade elevada (EHSANI et al., 2018).

Em decorrência do baixo momento de inércia do rotor, o motor de relutância chaveada apresenta aceleração rápida e operação em altas velocidades mantendo a potência constante, o que o torna atrativo para aplicações em tração elétrica e particularmente adequado à aplicações onde há a ausência de engrenagens redutoras. Além disso, a ausência de enrolamentos ou ímãs no rotor e a construção robusta possibilitam a aplicação em altas temperaturas (XUE; CHENG; CHEUNG, 2008).

2.2.4 Motor sem escovas de ímãs permanentes

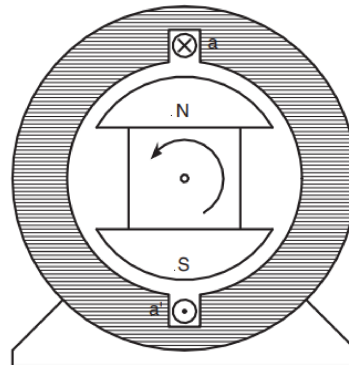
Os motores sem escovas de ímãs permanentes (BLDC) apresentam ímãs permanentes em seu rotor, eliminando assim a necessidade da aplicação de corrente nas bobinas para a geração de polos magnéticos. A ausência de escovas elimina a dissipação de energia por atrito no rotor, o que o torna mais eficiente que os demais motores apresentados (XUE; CHENG; CHEUNG, 2008).

O motor BLDC é uma máquina síncrona e apresenta força contra eletromotriz (FCEM) no formato trapezoidal (RASHID, 2011). Apesar do custo elevado e de possuir um intervalo reduzido de torque constante, o motor BLDC apresenta alta densidade de torque, alta confiabilidade, controle de velocidade simplificado e uma construção compacta, tornando-o atrativo para a aplicação em tração de veículos elétricos (EHSANI et al., 2018).

A rotação do motor é realizada através da excitação das bobinas no estator. A aplicação de corrente na bobina do estator resulta na geração de polos eletromagnéticos na mesma. Assim, a operação do motor baseia-se nas forças de atração e repulsão magnética entre os polos eletromagnéticos gerados nas bobinas e os ímãs permanentes (HANSELMAN, 2006).

Considera-se a estrutura do motor apresentado pela Figura 11, onde o rotor é um ímã permanente de polos norte e sul e a bobina do estator é representada por \mathbf{a} e \mathbf{a}' . A aplicação de corrente na bobina, entrando no plano em \mathbf{a} e saindo do plano em \mathbf{a}' , resulta na geração de um fluxo magnético no centro da bobina, criando um polo norte magnético no lado esquerdo e um polo sul magnético ao lado direito da figura. Considerando a tendência de alinhamento de fluxos magnéticos, o rotor deve rotacionar 90 graus no sentido anti-horário, de modo a alinhar o fluxo do ímã permanente com o fluxo magnético produzido pela bobina (RASHID, 2011).

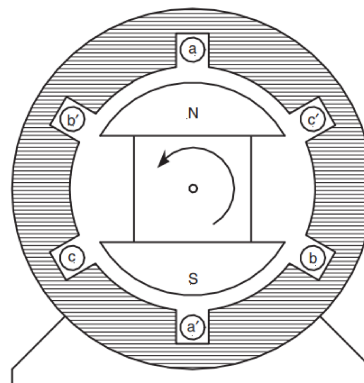
Figura 11 – Estrutura construtiva de um motor BLDC simples



Fonte: Rashid (2011, p. 950).

O mesmo raciocínio pode ser empregado em um motor BLDC trifásico, cuja estrutura básica é apresentada na Figura 12. A geração de polos eletromagnéticos em uma das bobinas do estator resulta em um torque de alinhamento entre o fluxo magnético produzido e o fluxo magnético do rotor. Dessa forma, a aplicação de corrente nas bobinas de forma sequencial rotaciona o fluxo magnético gerado e consequentemente, provoca a rotação do rotor de ímã permanente (RASHID, 2011).

Figura 12 – Estrutura construtiva de um motor BLDC trifásico



Fonte: Rashid (2011, p. 952).

2.3 ACIONAMENTO DE MOTORES BLDC

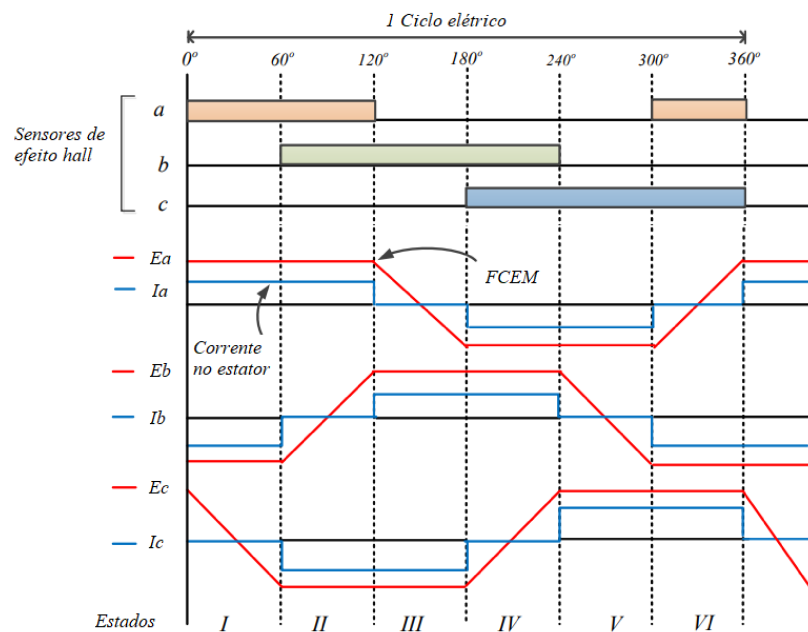
A operação de um motor BLDC trifásico baseia-se na sequência de acionamento das fases, portanto, seu acionamento é realizado eletronicamente. A definição da próxima configuração de acionamento na sequência de comutação é realizada a partir da posição do motor, conhecida devido à presença de sensores de posição de efeito *hall* no estator (YEDAMALE, 2015).

A maioria dos motores BLDC trifásicos apresentam três sensores, correspondendo às três fases do motor. O sensor de efeito *hall* gera um sinal alto ou baixo, de acordo com o polo magnético do rotor próximo a ele. Assim, é possível determinar a exata sequência de comutação do motor (YEDAMALE, 2015).

A Figura 13 apresenta os estados dos sensores de efeito *hall* e a FCEM por fase, de acordo com a corrente de armadura aplicada em cada fase do motor. Cada configuração de acionamento das bobinas resulta em um estado definido dos sensores e da FCEM trapezoidal característica do motor BLDC.

Nota-se que o estado dos sensores muda a cada 60 graus elétricos e que o ciclo se repete a cada seis mudanças de estado. Assim, o controle do motor pode ser realizado a partir da comutação do acionamento das fases em sequência, de modo que o motor transite pelos seis estados, técnica conhecida como controle *six-steps* (NAMA; GOGOI; TRIPATHY, 2017).

Figura 13 – Sensores de efeito *hall*, FCEM e corrente de armadura



Fonte: Adaptado de Nama, Gogoi e Tripathy (2017, p. 209).

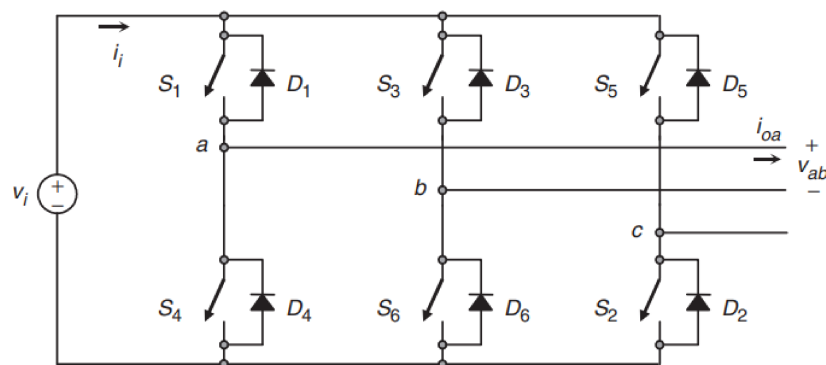
2.4 INVERSOR TRIFÁSICO

Inversores são circuitos eletrônicos que possibilitam a conversão de potência de uma fonte CC para uma carga CA, com amplitude e frequência controladas (HART, 2011). Com o funcionamento baseado no fechamento e abertura de chaves de potência, a forma de onda senoidal da tensão de saída do inversor é composta por valores discretos, assim, os inversores podem apresentar topologias multiníveis, onde a forma

de onda senoidal é composta por vários níveis de tensão, ou topologias mais simples, apresentando forma de onda composta por poucos níveis de tensão e com valores discretos mais aparentes (RASHID, 2011).

A Figura 14 apresenta a topologia geral de um inversor trifásico. Nota-se que no mínimo duas chaves devem ser ativadas simultaneamente de modo a fornecer tensão à carga. As chaves superiores (S_1 , S_3 e S_5) são comumente chamadas de chaves de *high side*, enquanto as chaves inferiores (S_2 , S_4 e S_6) são conhecidas como chaves de *low side*. O conjunto formado pela chave *high side* e chave *low side* de uma fase do inversor é chamado de braço do inversor, sendo que as chaves que o compõe não devem ser ativadas simultaneamente, de modo a impedir a condição de curto circuito na fonte. As tensões linha a linha do circuito podem apresentar os valores instantâneos de $+v_i$, 0 e $-v_i$, conforme a configuração de chaves ativas (RASHID, 2011).

Figura 14 – Topologia geral de um inversor trifásico



Fonte: Adaptado de Rashid (2011, p. 367).

A topologia de inversor trifásico apresentada pode ser utilizada em diferentes modos de operação, de acordo com o ângulo de condução entre as chaves de potência, para o acionamento das fases. Os modos de operação convencionais utilizados são em 180, 150 e 120 graus (ALAHMAD; KAÇAR, 2021).

2.4.1 Operação em 180°

Na operação em 180 graus, cada ciclo de operação apresenta seis estados, onde em cada um deles, há a ativação de uma chave por braço do inversor. Assim, cada chave se mantém ativa por 180 graus e cada estado permanece em operação durante 60 graus elétricos (ALAHMAD; KAÇAR, 2021). O Quadro 1 apresenta as etapas de um ciclo de operação em 180 graus e as respectivas tensões linha a linha para o inversor da Figura 14.

Quadro 1 – Operação do inversor em 180°

Período	Chaves ativas	V_{ab}	V_{bc}	V_{ca}
0° - 60°	S_1, S_2 e S_3	0	$+v_i$	$-v_i$
60° - 120°	S_2, S_3 e S_4	$-v_i$	$+v_i$	0
120° - 180°	S_3, S_4 e S_5	$-v_i$	0	$+v_i$
180° - 240°	S_4, S_5 e S_6	0	$-v_i$	$+v_i$
240° - 300°	S_5, S_6 e S_1	$+v_i$	$-v_i$	0
300° - 360°	S_6, S_1 e S_2	$+v_i$	0	$-v_i$

Fonte: Autora (2023).

2.4.2 Operação em 150°

Na operação do inversor em 150 graus os estados no ciclo completo se alternam entre duas e três chaves ativas por etapa. Dessa forma, a mudança de estado ocorre doze vezes por ciclo, cada um com a duração de 30 graus, sendo cada chave mantendo-se ativa por 150 graus elétricos (ALAHMAD; KAÇAR, 2021). O Quadro 2 apresenta as etapas de um ciclo de operação em 150 graus e as respectivas tensões linha a linha para o mesmo inversor.

Quadro 2 – Operação do inversor em 150°

Período	Chaves ativas	V_{ab}	V_{bc}	V_{ca}
0° - 30°	S_1, S_2 e S_3	0	$+v_i$	$-v_i$
30° - 60°	S_2 e S_3	-	$+v_i$	-
60° - 90°	S_2, S_3 e S_4	$-v_i$	$+v_i$	0
90° - 120°	S_3 e S_4	$-v_i$	-	-
120° - 150°	S_3, S_4 e S_5	$-v_i$	0	$+v_i$
150° - 180°	S_4 e S_5	-	-	$+v_i$
180° - 210°	S_4, S_5 e S_6	0	$-v_i$	$+v_i$
210° - 240°	S_5 e S_6	-	$-v_i$	-
240° - 270°	S_5, S_6 e S_1	$+v_i$	$-v_i$	0
270° - 300°	S_6 e S_1	$+v_i$	-	-
300° - 330°	S_6, S_1 e S_2	$+v_i$	0	$-v_i$
330° - 360°	S_1 e S_2	-	-	$-v_i$

Fonte: Autora (2023).

O modo de operação em 150 graus apresenta estados onde não há nenhuma chave ativa em um dos braços do inversor. Assim, as tensões de linha que se referem à essa fase não estão definidas, pois, na ausência de carga, trata-se de um circuito aberto. Os valores das tensões linha a linha ao adicionar uma carga na saída do inversor serão discutidos nas próximas seções.

2.4.3 Operação em 120°

Na operação em 120 graus, cada chave permanece ativa durante 120 graus elétricos. Assim, duas chaves são ativadas por estado, sendo um ciclo completo composto por seis estados, cada um com duração total de 30 graus elétricos (ALAHMAD; KAÇAR, 2021). O Quadro 3 apresenta as etapas de um ciclo de operação em 120 graus e as respectivas tensões linha a linha para o inversor em discussão.

Quadro 3 – Operação do inversor em 120°

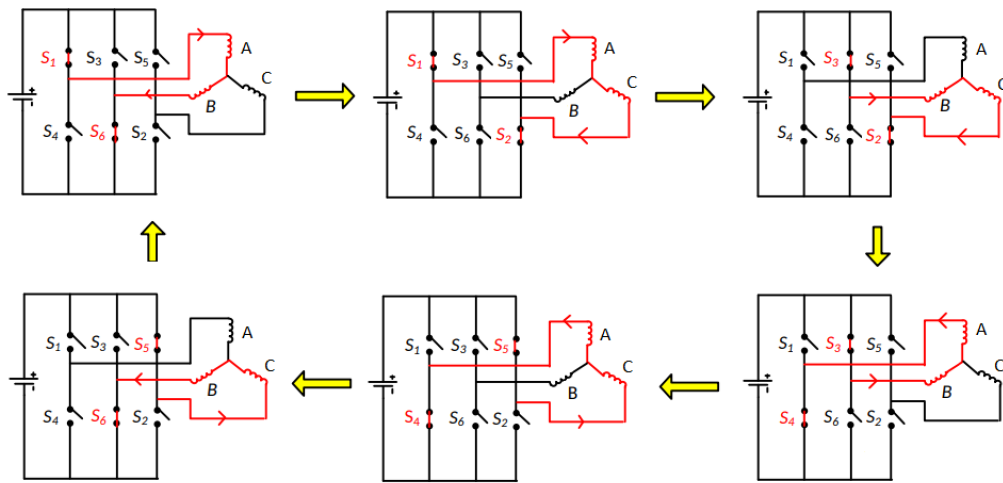
Período	Chaves ativas	V_{ab}	V_{bc}	V_{ca}
0° - 60°	S_1 e S_2	-	-	$-v_i$
60° - 120°	S_2 e S_3	-	$+v_i$	-
120° - 180°	S_3 e S_4	$-v_i$	-	-
180° - 240°	S_4 e S_5	-	-	$+v_i$
240° - 300°	S_5 e S_6	-	$-v_i$	-
300° - 360°	S_6 e S_1	$+v_i$	-	-

Fonte: Autora (2023).

A forma trapezoidal da FCEM apresentada pelo motor BLDC requer que as correntes de fase sejam retangulares e sincronizadas com a posição do rotor de modo a obter torque eletromagnético constante (BARATIERI, 2011). Assim, segundo Baratieri (2011), o inversor trifásico no modo de operação em 120 graus é a principal topologia de inversor aplicada ao acionamento de motores BLDC.

Nota-se que, de acordo com o Quadro 3, considerando que o período em que as chaves do *high side* estão ativas resulta em uma corrente positiva na respectiva fase, as chaves *low side* ativas resultam em uma corrente negativa, e ambas as chaves do mesmo braço abertas resultam na ausência de corrente, as formas de onda das correntes de fase são as mesmas apresentadas pela Figura 13. Assim, o modo de operação em 120 graus permite a aplicação da estratégia de controle *six-steps*. A Figura 15 apresenta os seis estados de um inversor aplicado à um motor BLDC e a direção da corrente gerada no circuito, correspondendo a um ciclo elétrico completo.

Figura 15 – Sequência de estados em um ciclo elétrico completo



Fonte: Adaptado de Nama, Gogoi e Tripathy (2017, p. 209).

A conexão do motor na saída do inversor torna possível o cálculo das tensões de linha a linha nos estágios onde uma das fases apresenta ambas as chaves abertas. Segundo Baratieri (2011), considerando na análise as fases *a* e *b*, com as chaves S_1 e S_6 ativas, as tensões linha a linha dependem da tensão induzida nos enrolamentos do motor, e são definidas pelas equações:

$$V_{ab} = v_i \quad (1)$$

$$V_{bc} = \frac{-v_i}{2} + \frac{e_a + e_b}{2} - e_c \quad (2)$$

$$V_{ca} = \frac{-v_i}{2} + \frac{e_a + e_b}{2} + e_c \quad (3)$$

Ainda considerando as fases *a* e *b*, porém com as chaves S_4 e S_3 ativas, as tensões de linha são dadas pelas equações:

$$V_{ab} = -v_i \quad (4)$$

$$V_{bc} = \frac{v_i}{2} + \frac{e_a + e_b}{2} - e_c \quad (5)$$

$$V_{ca} = \frac{v_i}{2} + \frac{e_a + e_b}{2} + e_c \quad (6)$$

As tensões de linha nos demais estados de operação do inversor podem ser encontradas de forma análoga. A formulação das tensões de linha é apresentada apenas para fins de compreensão do tema, estando o cálculo das tensões na aplicação proposta fora do escopo desse trabalho.

2.5 MODULAÇÃO PWM EM INVERSORES

A forma construtiva de motores em geral resulta em indutâncias e resistências intrínsecas ao motor. Em máquinas de alta eficiência, a resistência de armadura no motor deve-se apenas à resistência no condutor elétrico dos enrolamentos, portanto, costumam apresentar valores baixos (RASHID, 2011).

Considerando o inversor da Figura 14, o fechamento de S_1 e S_6 implica em uma diferença de potencial nos enrolamentos do motor. Durante a partida ou na operação em baixas velocidades, a corrente é limitada apenas pela resistência do condutor, assim, conforme a Lei de Ohm (Equação 7), a corrente de armadura pode apresentar valores significativos, muitas vezes acima da corrente máxima suportada pelo motor. Além disso, as aplicações de motores comumente requerem torque constante, sendo este dependente da corrente de armadura, portanto, deve-se manter a corrente constante (RASHID, 2011).

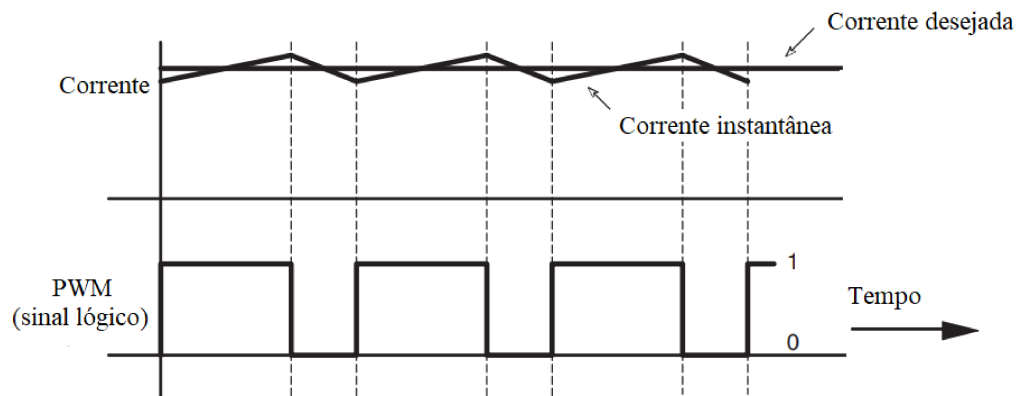
$$I = \frac{V}{R} \quad (7)$$

Para limitar a corrente de armadura e mantê-la a um valor constante, é aplicada a modulação por largura de pulso (PWM) no acionamento das chaves do inversor. A modulação PWM consiste na alteração do estado de tensão entre o valor máximo (v_i) e o valor mínimo (zero), em uma frequência definida (RASHID, 2011).

A aplicação de tensão positiva em um indutor implica no aumento gradual da corrente instantânea. Analogamente, a inversão da tensão implica na redução gradual da corrente instantânea. Dessa forma, considerando que os enrolamentos do motor comportam-se como um indutor, o fechamento das chaves S_1 e S_6 e a consequente aplicação da tensão em seu nível máximo provoca o aumento da corrente na fase a. Ao abrir as chaves, a indutância do motor provoca a queda gradual da corrente na fase (RASHID, 2011).

A Figura 16 apresenta a curva de corrente ao aplicar a modulação PWM no inversor. Nota-se que a amplitude da histerese observada será menor conforme o aumento da frequência do sinal. Além disso, a variação da razão cíclica do sinal PWM desloca a corrente média na vertical, assim, quanto maior a razão cíclica, maior será a capacidade corrente fornecida ao motor.

Figura 16 – Corrente de armadura com modulação PWM nas chaves do inversor



Fonte: Adaptado de Rashid (2011, p. 955).

A variação da razão cíclica do sinal PWM, chamada comumente de *duty cycle* e representada por um valor em porcentagem de até 100 %, também provoca a variação da tensão média aplicada a carga. Assim, conforme a Equação 8, a tensão média resultante é diretamente proporcional ao *duty cycle* aplicado, portanto, a variação do *duty cycle* do sinal PWM aplicado às chaves do inversor varia a tensão média fornecida ao motor, e conseqüentemente, a velocidade de operação do mesmo (ASHA et al., 2017).

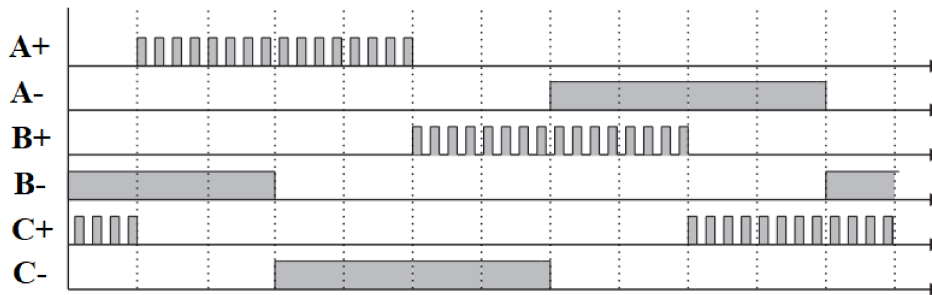
$$V_{med} = V_{cc} \cdot duty\ cycle[\%] \quad (8)$$

2.5.1 Padrões de comutação PWM

O chaveamento do inversor pode ser realizado em diferentes padrões de comutação, referentes às técnicas de aplicação dos sinais PWM às chaves do inversor. A definição do padrão de comutação interfere no desempenho do inversor e na escolha do circuito de acionamento das chaves (BARATIERI, 2011). Nessa seção serão apresentados três padrões de comutação PWM utilizados no acionamento de motores BLDC.

O primeiro padrão de comutação, apresentado na Figura 17, consiste no chaveamento por modulação PWM da chave *high side*, enquanto as chaves *low side* são acionadas em condução contínua. Nessa configuração as chaves do *low side* são acionadas apenas para a comutação das fases do motor (GAMAZO-REAL; VÁZQUEZ-SÁNCHEZ; GÓMEZ-GIL, 2010).

Figura 17 – Padrão de comutação 1

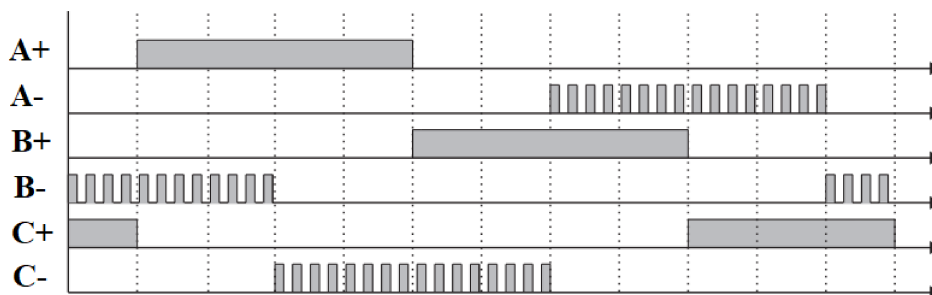


Fonte: Adaptado de Baratieri (2011, p. 52).

A comutação por PWM das chaves do *high side* da fase A é realizada em uma frequência fixa, com duração de 120 graus elétricos. O *low side* é ativo em uma defasagem de 180 graus do *high side*, em condução contínua e de duração de 120 graus elétricos. Os sinais gerados nas fases B e C são similares, com defasagem de 120 graus entre as fases.

O segundo padrão de comutação, apresentado pela Figura 18 consiste no chaveamento por modulação PWM do *low side*, enquanto o *high side* é acionado em condução contínua. A defasagem entre os sinais e o período de duração são os mesmos apresentados no padrão de comutação 1. Devido a condução contínua das chaves no *high side*, esse método dificulta a aplicação de circuitos de acionamento baseados em *bootstrap*, técnica que será discutida nas próximas seções.

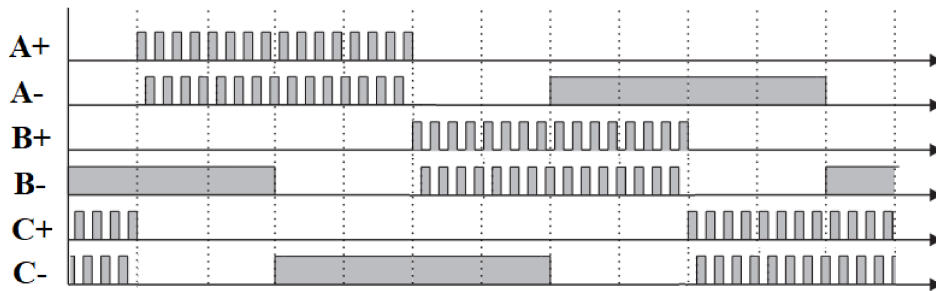
Figura 18 – Padrão de comutação 2



Fonte: Adaptado de Baratieri (2011, p. 53).

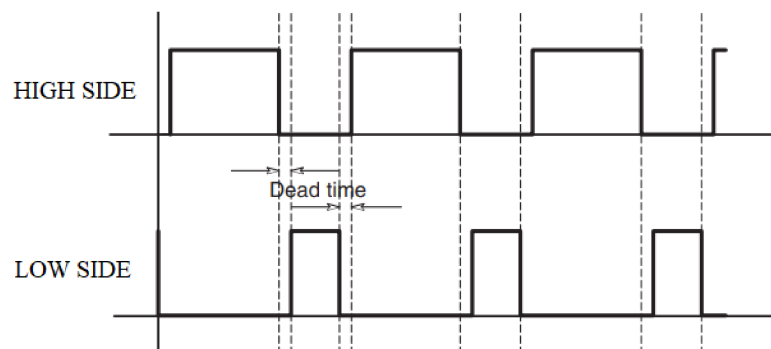
O terceiro padrão de comutação, apresentado pela Figura 19, busca reduzir as perdas em condução do padrão de comutação 1 chaveando o *low side* de modo complementar ao *high side*. Assim, durante o sinal baixo do PWM a corrente é conduzida pelo *low side* ao invés do diodo antiparalelo (LAI; LIN, 2006).

Figura 19 – Padrão de comutação 3



Fonte: Adaptado de Baratieri (2011, p. 53).

Ao aplicar essa técnica de comutação deve-se atentar ao fato de que as chaves de um mesmo braço inversor não devem entrar em condução simultaneamente para não ocasionar um curto circuito na fonte. Uma forma de evitar que isso ocorra na modulação PWM complementar é a inserção de um tempo morto (*deadtime*) nas transições do sinal, conforme apresentado pela Figura 20. Durante o *deadtime*, a corrente é conduzida pelo diodo antiparalelo (RASHID, 2011).

Figura 20 – *Deadtime* na ativação de chaves em PWM complementar

Fonte: Adaptado de Rashid (2011, p. 957).

2.6 CHAVES DE POTÊNCIA

Os dispositivos semicondutores comumente utilizados como chaves controladas para aplicação em inversores são os transistores de potência, sendo o IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) e o MOSFET (*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*) os mais populares, visto que ambos apresentam bom desempenho em níveis elevados de corrente e alta frequência de comutação (FITZGERALD; KINGSLEY; UMANS, 2003).

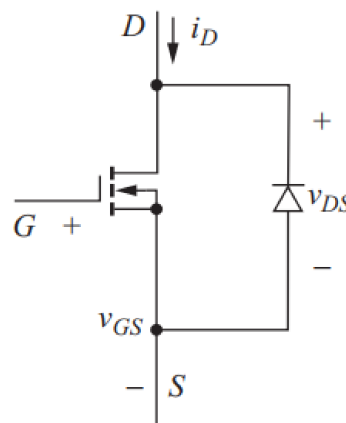
Os MOSFETs e IGBTs são dispositivos controlados por tensão, portanto, podem ser acionados com valores baixos de corrente. Essa característica os torna mais atrativos que os transistores bipolares de junção (BJT), acionados por corrente e que normalmente apresentam valores baixos de ganho para aplicações em potência, exigindo maiores valores de corrente para o acionamento da chave comparado aos dispositivos anteriormente citados (HART, 2011).

2.6.1 MOSFET

Os MOSFETs apresentam três terminais, *gate*, dreno e *source*, representados na Figura 21 pelas letras G, D e S respectivamente. A construção desse dispositivo implica em uma alta impedância de entrada, visto que o terminal de *gate* é fisicamente isolado por uma camada de dióxido de silício, o que resulta em uma baixa corrente de *gate*. Além disso, a forma construtiva do MOSFET apresenta um diodo interno antiparalelo, conectado entre o dreno e o *source* da chave (RASHID, 2011).

O estado ligado do MOSFET é alcançado quando a tensão aplicada entre o *gate* e *source*, indicada por V_{GS} na Figura 21, é superior a uma tensão limite, comumente conhecida com tensão de *threshold* (V_{TH}), permitindo assim o fluxo de corrente entre os terminais dreno e *source*. O estado desligado é obtido quando a tensão V_{GS} é inferior a tensão limite, bloqueando o fluxo de corrente na chave.

Figura 21 – MOSFET Canal-N

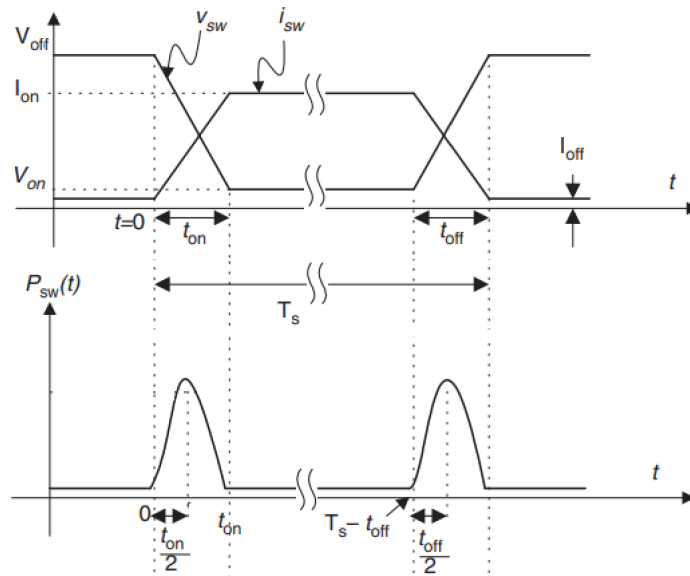


Fonte: Adaptado de Hart (2011, p. 9).

No estado ligado do MOSFET, a tensão entre o dreno e o *source* (V_{DS}) é linearmente proporcional à corrente no dreno. Dessa forma, a estrutura do MOSFET em condução pode ser modelada como uma resistência, chamada de $R_{DS(on)}$, o que provoca perdas na chave em condução (HART, 2011).

A Figura 22 apresenta as curvas características de tensão e corrente apresentadas no chaveamento do MOSFET. No estado aberto, há uma tensão de bloqueio representada por V_{off} , enquanto a corrente na chave é mínima (corrente de fuga), indicada por I_{off} .

Figura 22 – Curvas de tensão e corrente características em MOSFETs



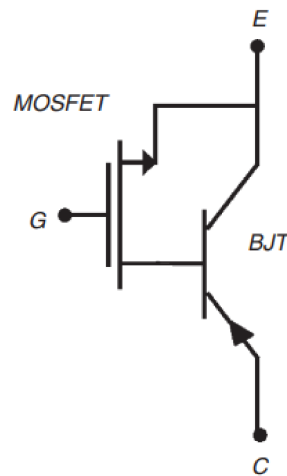
Fonte: Adaptado de Rashid (2011, p. 49).

A transição para o estado ativo da chave não ocorre de forma instantânea, devido à presença de capacitâncias parasitas intrínsecas à chave, que são carregadas no fechamento do MOSFET e descarregadas na abertura do mesmo. Assim, durante a transição entre os estados, há uma porção de tempo (representada por t_{on} e t_{off} na Figura 22) em que ocorre a dissipação de potência, chamada de perda por chaveamento (RASHID, 2011).

2.6.2 IGBT

O IGBT é uma chave semicondutora de três terminais, sendo eles o terminal de *gate*, coletor e emissor. O IGBT foi desenvolvido de modo a unir a característica de baixa resistência em condução dos transistores BJT com o terminal de *gate* isolado das chaves do tipo MOSFET, assim, sua forma construtiva pode ser entendida como o arranjo dos dois dispositivos em uma configuração Darlington, conforme a Figura 23 (RASHID, 2011).

Figura 23 – Configuração Darlington



Fonte: Adaptado de Rashid (2011, p. 74).

Considerando a configuração apresentada pela Figura 23, é possível observar que o acionamento do IGBT ocorre da mesma maneira que o acionamento de uma chave MOSFET, contudo, suas características no estado de condução assemelham-se as apresentadas pelos transistores BJT, com baixa resistência e, conseqüentemente, menores perdas em condução (RASHID, 2011).

Apesar da vantagem dos IGBTs em modo de condução, as chaves apresentam desligamento lento, devido às características construtivas do BJT. Enquanto o tempo de desligamento do MOSFET depende apenas do descarregamento da capacitância de *gate*, o tempo necessário ao desligamento do IGBT depende também de portadoras na base do BJT, que não podem ser removidas, dado que não existe conexão externa. Assim, os IGBTs apresentam maiores perdas por chaveamento e podem não ser adequados à aplicações em altas frequências (RASHID, 2011).

2.7 CIRCUITOS DE ACIONAMENTO DE CHAVES DE POTÊNCIA

Os circuitos de acionamento das chaves de potência, comumente chamados de *gate drivers*, operam como uma interface entre o circuito de comando e o circuito de potência do inversor, amplificando os sinais gerados pelo processador para o acionamento das chaves. Assim, apresentam a função primária de comutar as chaves entre os estados ligado e desligado (MOHAN, 2012).

No estado ligado, o *gate driver* deve ser capaz de fornecer a tensão adequada ao transistor de modo a mantê-lo na região de operação onde as perdas em condução são reduzidas, enquanto no estado desligado da chave, deve ser capaz de garantir que as capacitâncias parasitas e eventuais ruídos no circuito não provoquem o acionamento equivocado da mesma (MOHAN, 2012).

As chaves *low side* do inversor possuem o *source* (ou emissor para IGBT) referenciado ao terra do circuito. Assim, o acionamento do *low side* é realizado a partir da aplicação de uma tensão no *gate* maior que a tensão limiar da chave. Contudo, as capacitâncias parasitas devem ser carregadas no acionamento da chave e descarregadas em seu desligamento, assim, o circuito *gate driver* deve permitir o fluxo rápido de corrente em aplicações de alta frequência (HART, 2011).

Nas chaves *high side* do inversor, os terminais de *source* ou emissor não são referenciados ao terra, o que implica que a tensão aplicada ao *gate* esteja flutuando em relação ao terra do circuito. Assim, o *gate driver* deve fornecer uma tensão ao *gate* que possa ser referenciada ao ponto flutuante onde se encontra o *source* da chave (HART, 2011).

Uma das técnicas empregadas para a geração de fontes flutuantes é a técnica de *bootstrap*, que consiste em um circuito simples composto por um diodo e um capacitor para o armazenamento da tensão a ser aplicada ao *gate* da chave no *high side* (RASHID, 2011). A Figura 24 apresenta os estágios de operação de um *gate driver* baseado no circuito de *bootstrap*.

No estágio em que a chave no *low side* é ativada (Figura 24a), o fluxo de corrente no circuito, indicado em vermelho, permite o carregamento do capacitor de *bootstrap* (C_{BOOT}). No estágio onde o *high side* é ativado, a tensão no *gate* é fornecida pelo capacitor, sendo o fluxo de corrente indicado em vermelho na Figura 24b (TEXAS INSTRUMENTS, 2018).

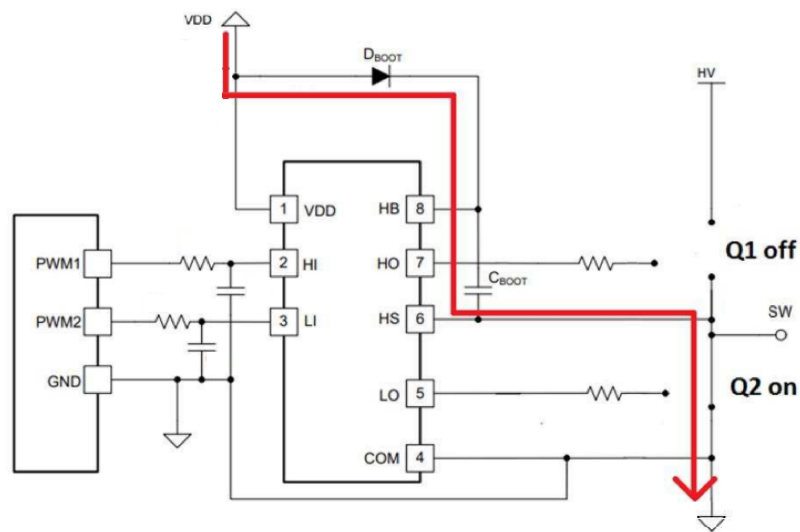
A técnica de *bootstrap* para o circuito de *gate driver* restringe a escolha do padrão de modulação do inversor àqueles em que as chaves do *high side* são comutadas em modulação PWM, pois a alimentação do *gate* depende da carga no capacitor de *bootstrap*. Além disso, o capacitor deve ser dimensionado de modo que seja possível o seu carregamento no tempo de condução da chave no *low side*, e que seja capaz de fornecer a tensão requerida ao *gate* do transistor durante todo o tempo de condução do *high side*.

O dimensionamento do capacitor de *bootstrap* é dependente das condições de operação do inversor. A Equação 9 é utilizada para dimensionar o valor mínimo da capacitância a ser selecionada para o circuito *gate driver* (INTERNATIONAL RECTIFIER, 2007).

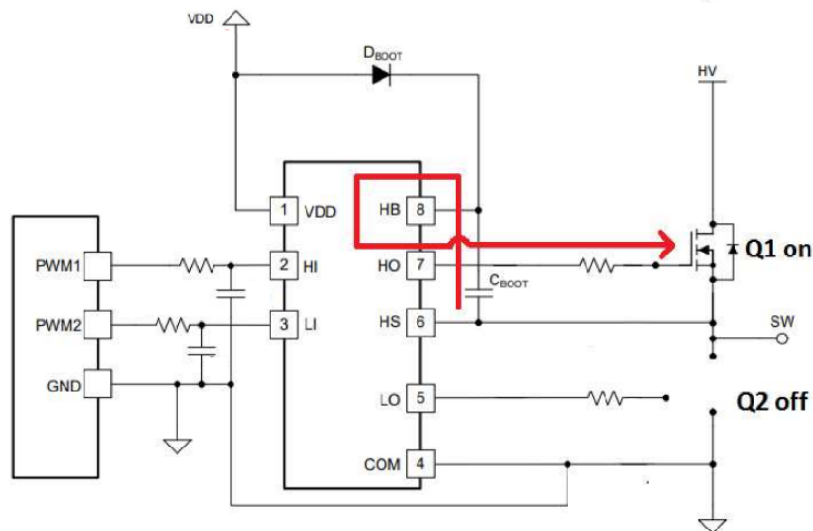
$$C > \frac{2[2Q_G + \frac{I_{qbs(max)}}{f} + Q_{ls} + \frac{I_{Cbs(leak)}}{f}]}{V_{CC} - V_f - V_{ls} - V_{min}} \quad (9)$$

Os dados necessários podem ser encontrados nos *datasheets* dos componentes utilizados, sendo Q_G a carga total de *gate*, $I_{qbs(max)}$ a corrente quiescente do *gate driver*, Q_{ls} a carga de deslocamento de nível necessária por ciclo, $I_{Cbs(leak)}$ a corrente de fuga do capacitor de *bootstrap*, V_f a queda de tensão no diodo de *bootstrap*, V_{ls} a queda de tensão na chave, V_{min} a tensão mínima no *gate* para o acionamento da chave e f a frequência do sinal PWM aplicado.

Figura 24 – Operação do circuito de *bootstrap*



(a) *Low side* ativo



(b) *High side* ativo

Fonte: Adaptado de Texas Instruments (2018, p. 2).

3 PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO

Neste capítulo são apresentados os processos realizados para o desenvolvimento do projeto, abordando a definição de componentes e a elaboração dos esquemáticos elétricos, bem como a elaboração do projeto de layout da placa de circuito impresso, montagem e testes finais.

3.1 REQUISITOS DE PROJETO

O controlador utilizado no sistema de propulsão do protótipo da Eficem deve atender aos requisitos impostos pelo regulamento da Shell Eco-Marathon, principal competição da qual a equipe participa. O documento disponibilizado anualmente pela Shell (SHELL PLC, 2023) estabelece que, por razões de segurança, a bateria utilizada não deve exceder a tensão nominal de 48 V, sendo 60 V a tensão máxima permitida, além de limitar a capacidade máxima da bateria em 1000 Wh. Além disso, a Shell restringe o uso de apenas uma bateria a bordo do veículo, que deve alimentar todos os sistemas elétricos implementados.

A Eficem, como equipe de competição universitária, está em constante evolução, buscando a melhoria contínua de seus projetos. Tal fato implica que os componentes utilizados na propulsão elétrica do veículo, como a bateria e o motor, podem sofrer alterações, desde que dentro dos limites estabelecidos pelo regulamento. Assim, é estabelecida como requisito a adaptabilidade do controlador, de forma a comportar sistemas com alimentação entre 24 V à 48 V nominais. Além disso, a equipe dispõe atualmente de dois motores BLDC *in-wheel* de rotor externo, cujos dados são apresentados pela Tabela 1. O controlador deve comportar a operação do sistema com ambos os motores.

Tabela 1 – Dados nominais dos motores da Eficem

	Motor 1	Motor 2
Fabricante	MXUS	OutRider
Tensão [V]	36 V	36 V
Potência [W]	350 W	250 W
Eficiência	>78%	>80%

Fonte: CHANGZHOU MXUS IMP& EXP CO. (2022), Grin Technologies (20-).

Considerando o pior caso, onde o motor é operado a 350 W de potência com eficiência de 78%, de acordo com a Equação 10, o barramento do inversor deve suportar uma potência elétrica aproximada de 450 W em operação nominal. Contudo, deve-se considerar uma margem de segurança para a operação do controlador de modo a garantir a confiabilidade do sistema em condições divergentes.

$$n[\%] = \frac{P_{out}}{P_{in}} \cdot 100\% \quad (10)$$

Visando possibilitar uma futura análise comparativa de desempenho em eficiência energética conforme a variação da frequência de comutação do inversor e dos padrões de comutação das chaves, o projeto desenvolvido nesse trabalho deve ser capaz de operar em frequências de até 50 kHz e deve comportar a modulação PWM para o acionamento de todas as chaves da ponte inversora.

Deve-se ressaltar que a adaptabilidade apresentada como requisito para esse projeto não implica na utilização dos mesmos componentes em todas as condições possíveis de operação, e sim que a placa de circuito impresso desenvolvida deve comportar modelos diferentes de dispositivos, visando a mesma aplicação, contudo, em condições diversas. Para a validação do controlador desenvolvido nesse trabalho, o dimensionamento e escolha dos componentes foram realizados a partir das condições de operação apresentadas na Tabela 2.

Tabela 2 – Condições de operação

Motor escolhido	Motor 1 (350 W)
Tensão de barramento	36 V
Frequência de chaveamento	32,5 kHz

Fonte: Autora (2023).

3.2 ESQUEMÁTICO ELÉTRICO

O esquemático elétrico do projeto é composto pelos circuitos da ponte trifásica do inversor, circuito *gate driver*, microcontrolador, circuito de leitura dos sensores de efeito *hall* e circuito de conversão de tensão. O *software* EAGLE Autodesk (AUTODESK, 2020) foi utilizado como ferramenta para a elaboração do projeto eletrônico.

3.2.1 Ponte trifásica

O cálculo de perdas totais e a comparação entre as chaves IGBT e MOSFET realizados por Trento Junior (2020) evidenciam as diferenças entre ambas as chaves. Na análise apresentada em seu trabalho, as chaves do tipo MOSFET apresentaram perdas

significativamente menores que as chaves do tipo IGBT em condições similares às propostas nesse projeto, assim, os MOSFETs apresentam uma vantagem significativa quanto a eficiência energética nas condições apresentadas.

A escolha das chaves controladas foi fundamentada na eficiência, frequência de comutação escolhida e na possibilidade de operar as duas chaves do mesmo braço inversor em modo complementar. Assim, baseando-se no comparativo entre as chaves IGBT e MOSFET, espera-se que as chaves do tipo MOSFET apresentem melhor desempenho nas condições propostas.

O modelo selecionado foi o MOSFET IFRB3306, da fabricante Infineon (INFINEON, 2014). O IFRB3306 suporta uma tensão V_{DDs} de até 60 V, apresenta uma resistência $R_{DS(on)}$ de 3,3 m Ω e tempos de subida e descida inferiores a 80 ns, substancialmente menores que os parâmetros dos demais modelos disponíveis no inventário da equipe, o que resulta em menores perdas em condução e chaveamento. A tensão limite V_{TH} é de 4 V, sendo a tensão máxima V_{GS} de 20 V. Assim, define-se uma tensão de 15 V para o acionamento das chaves nesse projeto.

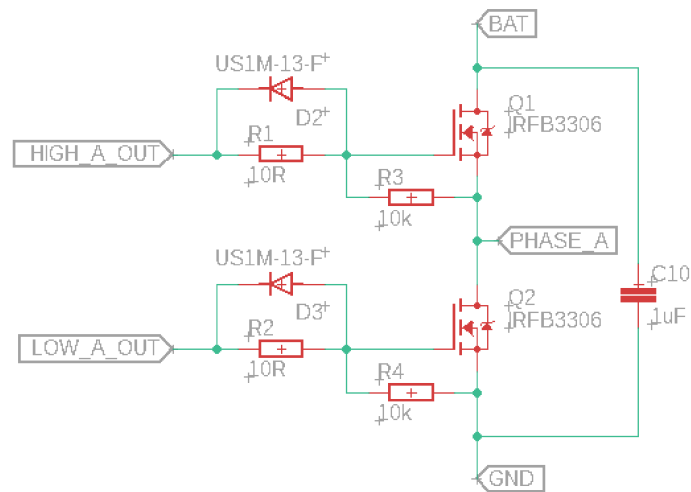
A resistência de *gate* deve ser escolhida de modo que limite a corrente no *gate* durante o fechamento da chave, sendo a corrente aplicada condizente com o menor tempo de subida entregue pelo MOSFET selecionado. Segundo o *datasheet* do fabricante, o IFRB3306 apresenta um tempo de subida mínimo de 76 ns e carga total de *gate* máxima de 120 nC. A corrente em função da quantidade de carga e tempo de carregamento é dada pela Equação 11.

$$i = \frac{Q}{\Delta t} \quad (11)$$

De acordo com a equação 11 a corrente mínima aplicada ao *gate* do MOSFET deve ser de 1,58 A. Portanto, a resistência ideal de *gate* calculada conforme a Lei de Ohm (Equação 7) é de 9,5 Ω , sendo o valor comercial de 10 Ω selecionado para o inversor desenvolvido.

A Figura 25 apresenta o circuito de um braço do inversor trifásico. Os resistores R3 e R4 foram posicionados de modo que, caso necessário, seja possível utilizá-los como resistores de *pull-down* para referenciar o sinal no circuito de *gate* com a chave inativa. Os diodos em anti-paralelo com o resistor de *gate* são de recuperação rápida de modo a otimizar o tempo de abertura da chave. O circuito foi replicado para o restante das fases.

Figura 25 – Braço inversor



Fonte: Autora (2023).

3.2.2 Gate drivers

O circuito *gate driver* deve ser capaz de fornecer a corrente e tensão definidas para o acionamento das chaves. O modelo *high and low side driver* IR2110 da fabricante Infineon (INFINEON, 2019) foi selecionado para essa aplicação. O IR2110 apresenta o acionamento do *high side* e *low side* distintos, possibilitando assim a operação com diferentes modos de comutação no braço inversor. A tensão de saída suportada é de 10 a 20 V, sendo a corrente máxima de 2 A.

O IR2110 apresenta um canal flutuante e requer um circuito *bootstrap* externo. O diodo US1M-13-F da fabricante Diodes Incorporated (DIODES INCORPORATED, 2014) foi selecionado como diodo de *bootstrap* por ser um diodo de recuperação rápida de alta disponibilidade no mercado. Para o dimensionamento do capacitor de *bootstrap* foram considerados os valores apresentados na Tabela 3, extraídos dos *datasheets* dos componentes utilizados e das definições de projeto apresentadas.

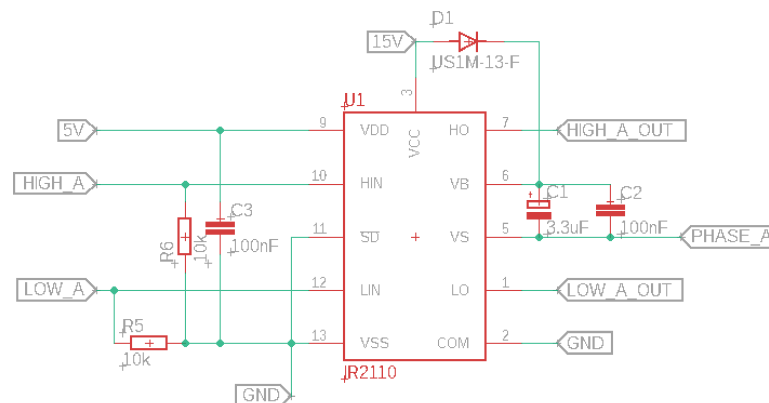
O valor mínimo de capacitância obtido, conforme a Equação 9, é de 131 nF. A recomendação da fabricante do *gate driver* é utilizar um capacitor de, no mínimo, 15 vezes o valor obtido pela Equação 9, ou seja, aproximadamente 2 μ F. Considerando o valor comercial da capacitância e a disponibilidade no inventário da equipe, um capacitor eletrolítico de 3,3 μ F foi selecionado como capacitor de *bootstrap* nessa aplicação.

Tabela 3 – Parâmetros para dimensionamento do capacitor de *bootstrap*

$Q_{G(max)}$	120 nC
f	32,5 kHz
$I_{Cbs(leak)}$	3 μ A
$I_{qbs(max)}$	230 μ A
V_{CC}	15 V
V_f	1,7 V
V_{ts}	52,5 mV
V_{min}	9,4 V
Q_{ts}	5 nC

Fonte: Autora (2023).

A Figura 26 apresenta o esquemático do circuito de acionamento de *gate*. Foram considerados capacitores de desacoplamento de 100 nF na alimentação do circuito integrado. Os resistores R5 e R6 foram posicionados de forma a operarem como resistores de *pull-down* para o acionamento do *high side* e *low side* do IR2110, caso necessário, sendo os sinais *HIGH_A* e *LOW_A* gerados pelo microcontrolador.

Figura 26 – Circuito *gate driver*

Fonte: Autora (2023).

3.2.3 Microcontrolador

Os requisitos essenciais para a escolha do microcontrolador nessa aplicação são a disponibilidade de, no mínimo, seis portas que suportam modulação PWM em até 50 kHz, duas entradas analógicas para os sinais de acelerador e freio e três entradas digitais para a leitura dos sensores de efeito *hall*. O ATmega2560 da Microchip (MICROCHIP TECHNOLOGY INC., 2014) foi selecionado devido a

familiaridade com a programação, dado que os projetos anteriores a este foram baseados em microcontroladores da mesma família, sendo possível o uso do ambiente de programação Arduino IDE (ARDUINO, 2023).

O ATmega2560 possui seis *timers* e entrega até 15 canais com modulação PWM. Nessa aplicação foram selecionados três *timers* de 16 *bits*, sendo um para cada fase do inversor. Os sinais de acionamento do *high side* e *low side* da mesma fase foram ligados às portas do microcontrolador correspondentes a dois canais de comparação do mesmo *timer*, facilitando assim a operação em sinais complementares.

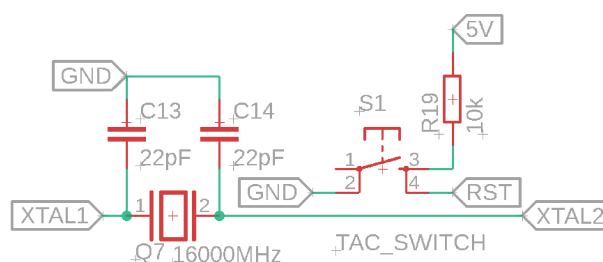
Os *timers* do ATmega2560 podem ser configurados em três modos de operação em PWM, sendo eles o PWM rápido (*Fast PWM Mode*), PWM em fase correta (*Phase Correct PWM Mode*) e PWM em fase e frequência correta (*Phase and Frequency Correct PWM Mode*). A descrição da operação em cada modo pode ser encontrada no *datasheet* do componente. Nessa aplicação será configurado o modo *Phase and Frequency Correct PWM Mode* devido à simetria da interrupção facilitar a inserção de *deadtime* entre os sinais complementares, que pode ser realizada ao reduzir o valor requerido da resolução do sinal PWM primário.

A frequência do sinal PWM gerado é obtida pela Equação 12, na qual f_{clk} é a frequência do *clock* do sistema, N é o *prescaler* de *clock* configurado no *timer* e TOP é o valor de topo do contador, cujo valor mínimo é de 2 *bits* e valor máximo para o *timer* utilizado é de 16 *bits*.

$$f_{PWM} = \frac{f_{clk}}{2 \cdot N \cdot TOP} \quad (12)$$

Adotando o uso de um cristal externo de 16 MHz e assumindo um *prescaler* igual a um, é possível operar os sinais PWM em frequências de 122 Hz a 2,6 MHz. O valor de topo para determinada frequência de operação pode ser calculado pela mesma equação. A Figura 27 apresenta o circuito mínimo para o funcionamento do microcontrolador com o uso de um *clock* externo e o circuito de *reset* da placa.

Figura 27 – Cristal oscilador e circuito de *reset*

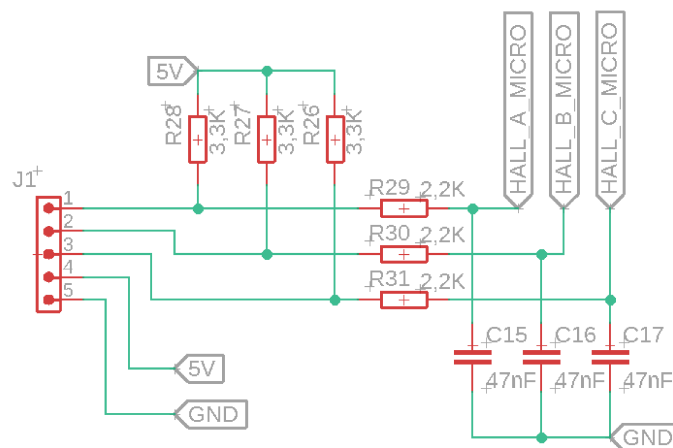


Fonte: Autora (2023).

3.2.4 Sensores de efeito *hall*

A leitura dos sensores de efeito *hall* do motor é imprescindível para a aplicação da técnica de controle *six-steps*. O circuito referente à leitura dos sensores é apresentado na Figura 28. Os sensores digitais são alimentados por uma tensão de 5 V, sendo R26, R27 e R28 resistores de *pull-up*. Os sinais chegam ao controlador através do conector J1 e são filtrados por um filtro passa-baixas de frequência de corte de 1,5 kHz. O dimensionamento do filtro foi realizado de forma empírica para a validação do projeto, estando o dimensionamento analítico fora do escopo desse trabalho.

Figura 28 – Sensores de efeito *hall*



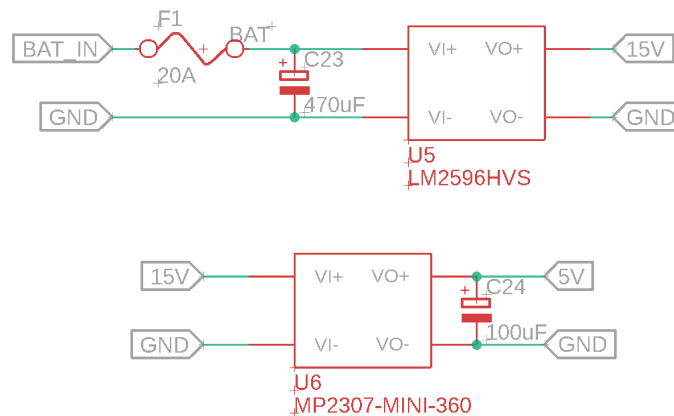
Fonte: Autora (2023).

3.2.5 Conversores

O controlador desenvolvido requer a disponibilidade de três níveis de tensão, sendo 36 V para a alimentação do motor, 15 V para o controle das chaves de potência e 5 V para alimentação do circuito digital. Dado a disponibilidade de uma bateria única, o uso de conversores abaixadores de tensão se faz necessário.

A Figura 29 apresenta o circuito de entrada e o abaixador de tensão. Foram selecionados dois módulos conversores comerciais, do tipo *buck step-down*. O módulo LM2596HVS suporta tensões de entrada de até 60 V e foi regulado para fornecer uma tensão de saída de 15 V e corrente de até 3 A. O módulo MP2307-MINI-360 suporta tensões de entrada de até 23 V e foi utilizado como abaixador de tensão de 15 V para 5 V, alimentando o circuito digital fornecendo corrente máxima de 3 A. Como medida de segurança, a entrada do positivo da bateria é colocada em série a um fusível, de modo a proteger o circuito de surtos de corrente. O capacitor de barramento utilizado é de 470 μ F.

Figura 29 – Conversores de tensão

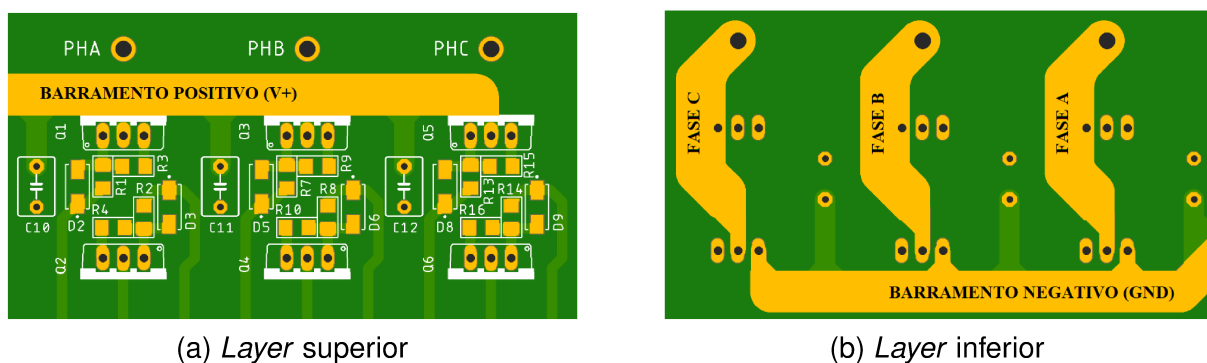


Fonte: Autora (2023).

3.3 PLACA DE CIRCUITO IMPRESSO

A elaboração da placa de circuito impresso foi realizada com o auxílio das ferramentas EAGLE Autodesk e Fusion 360 (AUTODESK, 2020). A placa foi desenvolvida em dois *layers*, sendo o superior o *layer* principal. Os circuitos de comando e de potência foram dispostos na placa de modo a estarem fisicamente separados.

O design do circuito de potência iniciou-se com o posicionamento dos componentes do braço inversor, que foi replicado de forma idêntica para as demais fases. A Figura 30 apresenta o *layout* desenvolvido para a ponte trifásica do inversor. O encapsulamento TO-220 foi escolhido para os MOSFETs, visto que a grande maioria dos MOSFETs disponíveis no mercado apresentam versões nessa variante. Os resistores e capacitores cerâmicos que compõe o projeto são componentes do tipo *Surface Mount Device* (SMD), de encapsulamento 1206, de modo a facilitar a manutenção e testes com os recursos dispostos pela equipe.

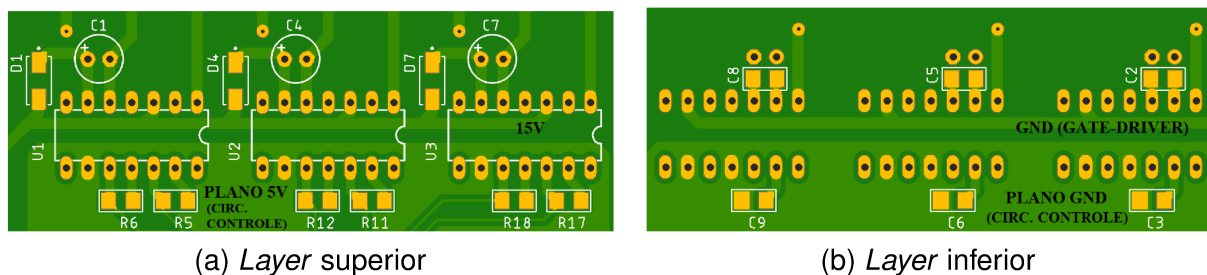
Figura 30 – *Layout* do inversor trifásico(a) *Layer* superior(b) *Layer* inferior

Fonte: Autora (2023).

O dimensionamento das trilhas foi realizado com o auxílio da ferramenta de cálculo de dimensionamento de largura disponibilizado pela PCB Brasil (PCB BRASIL, 2023), baseado na norma IPC-2221 (IPC, 2012), que apresenta o conjunto de regras para a confecção de placas de circuito impresso. A placa foi confeccionada com uma espessura de 2 oz/ft² de cobre para os condutores, de modo a suportar correntes maiores no circuito de potência sem grandes impactos nas dimensões físicas da placa. A máscara de solda das trilhas de barramento do inversor foi removida, possibilitando assim o aumento de sua espessura para suportar correntes mais elevadas, caso necessário.

O *gate driver* considerado possui encapsulamento do tipo *Pin Through Hole* (PTH) e foi preferível à variante em SMD devido à sensibilidade do componente em diferentes condições de operação. Assim, visando possibilitar o uso da placa em futuras pesquisas de desenvolvimento da equipe, o uso de um soquete para o componente de 14 pinos torna a manutenção mais eficiente, sem causar danos estruturais ao projeto.

Figura 31 – *Layout* dos circuitos *gate drivers*



(a) *Layer superior*

(b) *Layer inferior*

Fonte: Autora (2023).

A Figura 31 apresenta o *layout* desenvolvido para os circuitos de acionamento de *gate*, compostos pelo IR2110. O sinal de referência (terra) do circuito de controle é fisicamente separado da referência da alimentação de 15 V dos *drivers* (Figura 31b), reduzindo a interferência ocasionada por ruídos do circuito de acionamento do *gate* no circuito de controle da placa.

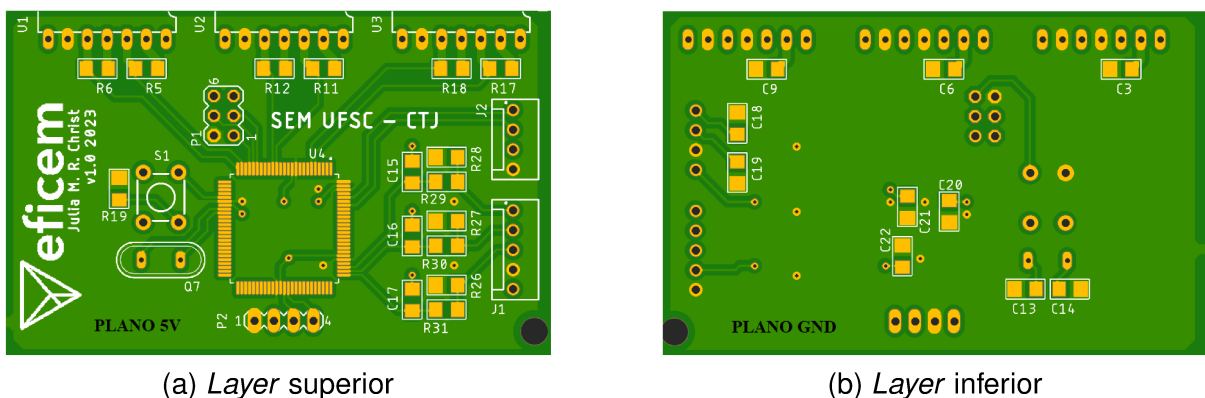
O *layout* do circuito de comando é apresentado na Figura 32. Considerou-se um plano de alimentação de 5 V no *layer superior*, abrangendo apenas a porção da placa onde estão dispostos os componentes do circuito de comando, e um plano terra no *layer inferior*, posicionado na mesma porção da placa.

Foram considerados pinos de programação para o microcontrolador (P1), e pinos de comunicação serial (P2) de modo a facilitar a manutenção do *firmware*. Os pinos de gravação *In-Circuit Serial Programming* (ICSP) foram posicionados considerando a mesma sequência apresentada pelas placas de desenvolvimento Arduino, possibilitando o uso de gravadores comerciais sem a necessidade

de adaptação nos conectores. O cristal oscilador foi posicionado próximo ao microcontrolador, seguindo as recomendações do fabricante, enquanto os capacitores de desacoplamento foram dispostos no *layer* inferior da placa (Figura 32b).

Para a aquisição dos sinais do acelerador, freio, e sensores de efeito *hall* do motor, optou-se pelo uso de terminais do tipo KK de modo a facilitar a conexão dos componentes externos à placa. O conector J2, de quatro pinos, é referente aos sinais analógicos (acelerador e freio), enquanto o conector J1, de cinco pinos, refere-se à alimentação e aquisição dos sinais dos sensores de efeito *hall*.

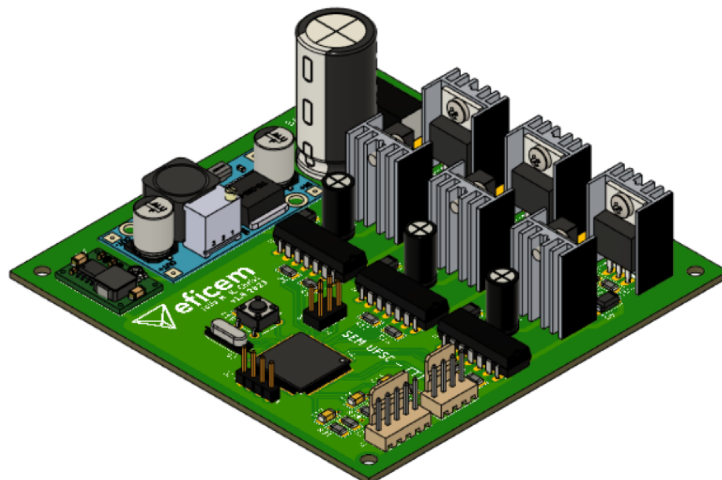
Figura 32 – *Layout* do circuito de controle



Fonte: Autora (2023).

Para evitar a geração de *loops* de terra, os referenciais de terra do barramento do inversor, circuito de acionamento de *gate* e do circuito de comando unem-se em um único ponto na placa, que corresponde ao negativo do capacitor de entrada. O porta-fusível considerado para o projeto suporta fusíveis de até 20 ampéres.

Figura 33 – Projeto final da placa de circuito impresso



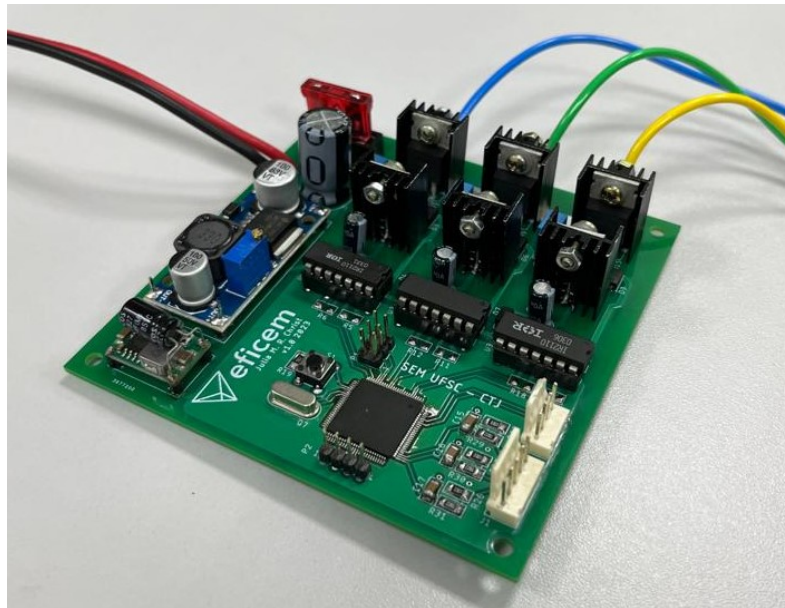
Fonte: Autora (2023).

O projeto final da placa de circuito impresso é apresentado pela Figura 33. Para auxiliar na montagem e manutenção, todos os componentes dispostos na placa são sinalizados com a legenda correspondente à legenda utilizada no esquemático elétrico do projeto. Além disso, foram considerados furos de fixação nas extremidades da placa, de modo a facilitar o uso de uma caixa de proteção. Quanto à dissipação de calor, foram considerados dissipadores individuais para as chaves, com o intuito de evitar a geração de um curto circuito acidental entre os drenos dos MOSFETs, contudo, o *layout* permite a montagem dos MOSFETs no *layer* inferior da placa, possibilitando o uso de um dissipador único de maior capacidade.

4 TESTES E RESULTADOS

A Figura 34 apresenta a montagem final da placa desenvolvida. Os módulos reguladores de tensão foram devidamente ajustados para fornecer os níveis de tensão de 5 e 15 V, para a alimentação do circuito de comando e circuito de acionamento de *gate* respectivamente.

Figura 34 – Montagem da placa de circuito impresso



Fonte: Autora (2023).

A programação do microcontrolador foi realizada com o auxílio de um gravador comercial AVR USBasp e o ambiente de programação Arduino IDE. A comunicação com a placa foi realizada através dos pinos de comunicação serial disponibilizados no *layout*, conectados ao canal serial 3 do ATmega2560, com o auxílio de um conversor USB-Serial PL2303.

A validação da programação e comunicação com o microcontrolador foi realizada a partir do código apresentado pela Figura 35a. Nessa aplicação simples, a porta serial 3 do ATmega2560 é inicializada em uma taxa de transmissão de 9600 bps. A mensagem "*Serial communication OK*" é retornada pelo microcontrolador ao receber qualquer mensagem no canal de comunicação serial. O envio e aquisição das mensagens foi realizado através do monitor serial do ambiente Arduino IDE, sendo o resultado obtido apresentado pela Figura 35b.

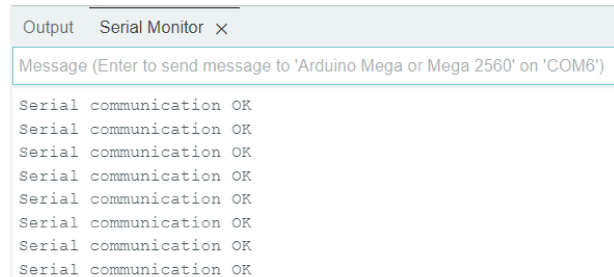
Figura 35 – Teste de comunicação

```

1 void setup() {
2   Serial3.begin(9600);
3 }
4
5 void loop() {
6   if(Serial3.available())
7   {
8     Serial3.read();
9     Serial3.println("Serial communication OK");
10  }
11 }

```

(a) Código da aplicação



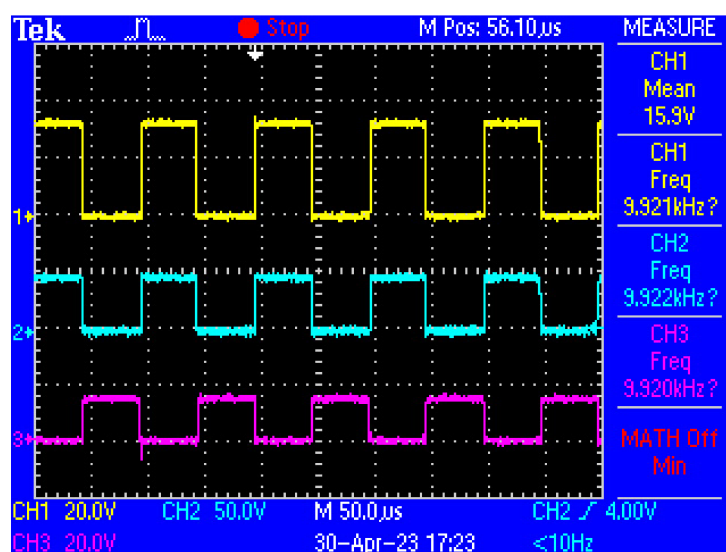
(b) Aquisição de mensagens

Fonte: Autora (2023).

Para validar o acionamento das chaves do braço inversor considerou-se a aplicação de sinais PWM complementares no *high side* e *low side* do *gate driver*, com a inserção de *deadtime* a fim de prevenir o acionamento simultâneo de ambas as chaves. A alimentação da placa foi realizada a partir de uma fonte de bancada regulada em uma tensão contínua de 32 V e limitada a 2 A de corrente. As curvas de tensão foram obtidas com o auxílio de um osciloscópio de quatro canais.

O código utilizado para o teste em questão é disponibilizado no Apêndice A. Foi considerada uma frequência de 10 kHz para os sinais PWM, operando em um *duty cycle* de 50 % e *deadtime* de 600 ns. Foi aplicada uma carga resistiva ideal de 10 Ω , conectada ao *source* do MOSFET no *high side* e ao negativo da fonte de bancada. As curvas de tensão obtidas são apresentadas na Figura 36.

Figura 36 – Resultado do teste de chaveamento



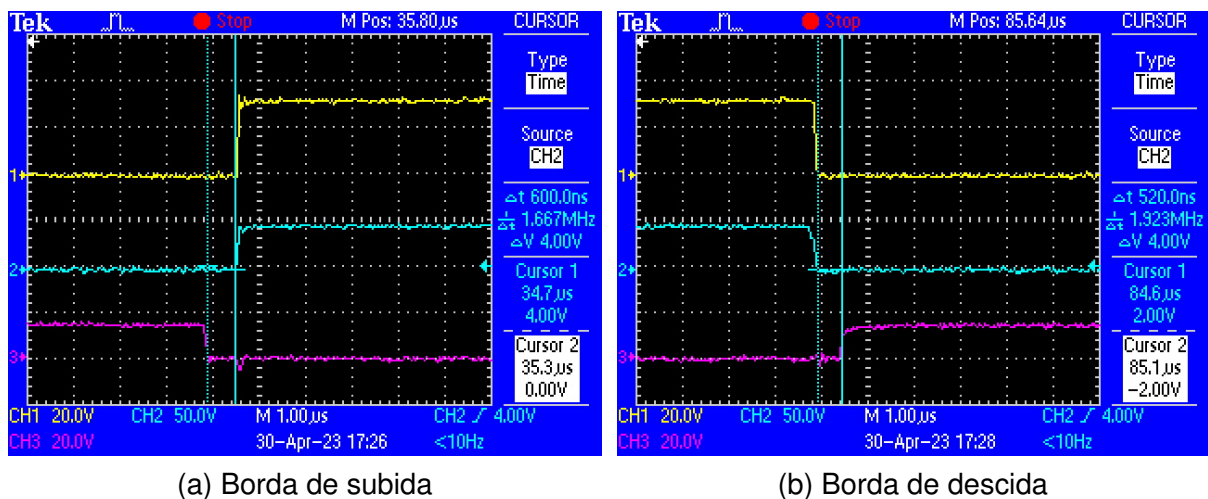
Fonte: Autora (2023).

O canal 1 do osciloscópio foi posicionado no *source* do MOSFET no *high side* da fase *c*. Os canais 2 e 3 apresentam os sinais gerados no *gate* dos MOSFETs do *high side* e *low side* respectivamente. A referência dos três sinais é posicionada no negativo da fonte.

Nos instantes em que o sinal de *gate* do MOSFET *high side* encontra-se em nível lógico alto, a tensão da fonte é fornecida à carga, enquanto nos instantes em que o *gate* do MOSFET *low side* está ativo, a tensão na carga é zero. A tensão média fornecida a carga é de cerca de 16 V, valor esperado para um *duty cycle* de 50 % a uma tensão de 32 V na fonte.

Ao aumentar a escala no osciloscópio é possível observar o *deadtime* entre o desligamento de uma das chaves e o acionamento da chave complementar no braço inversor. A Figura 37 apresenta as curvas de tensão com escala de tempo na ordem de 1 μ s. Obtém-se o valor de 600 ns de *deadtime* na borda de subida do sinal de *gate* do MOSFET *high side* (Figura 37a), enquanto na borda de descida é apresentado um *deadtime* de 520 ns (Figura 37b). Considerando a configuração do mesmo valor de *deadtime* na programação para ambas as transições e a simetria do *layout* dos braços, estima-se que a diferença entre os valores apresentados deve-se à variações construtivas dos componentes utilizados.

Figura 37 – Conferência do *deadtime*



Fonte: Autora (2023).

A validação do inversor trifásico completo e o acionamento do motor BLDC foi realizada com o Motor 1, da fabricante MXUS. Adotou-se a estratégia de controle *six-steps* e a topologia de operação do inversor em 120 graus. O Quadro 4 apresenta a sequência de comutação considerada para o motor utilizado.

Quadro 4 – Sequência de comutação para o Motor 1

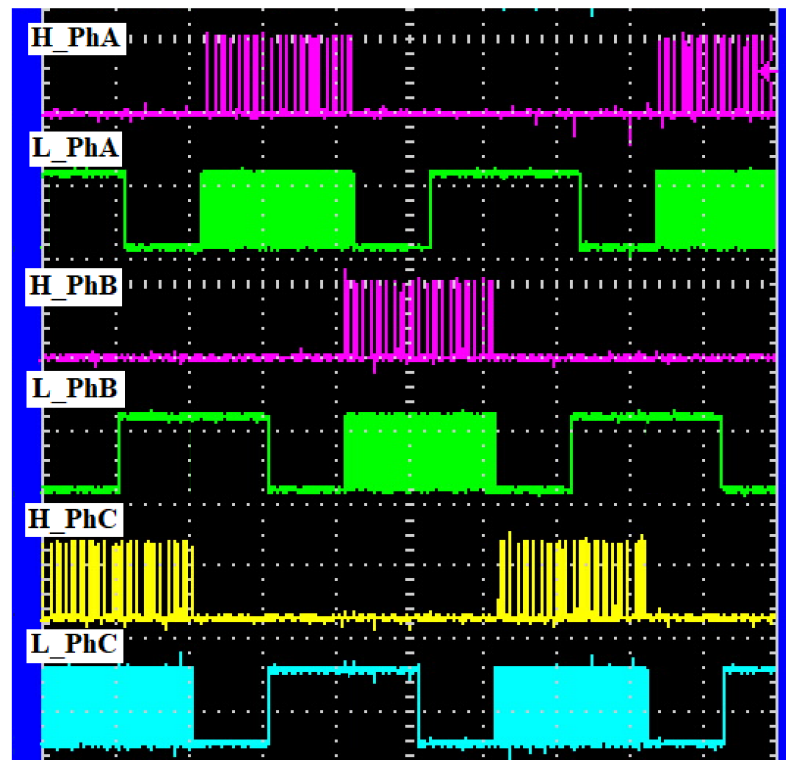
Estágio	Hall A	Hall B	Hall C	Fase A	Fase B	Fase C
I	1	0	1	+	-	OFF
II	0	0	1	+	OFF	-
III	0	1	1	OFF	+	-
IV	0	1	0	-	+	OFF
V	1	1	0	-	OFF	+
VI	1	0	0	OFF	-	+

Fonte: Autora (2023).

Para a acionamento das chaves foi escolhida a terceira técnica de modulação apresentada, onde no acionamento da fase é aplicada a modulação PWM complementar entre o *high side* e o *high side*, enquanto no desligamento o *low side* é ativado sem a modulação. A frequência de comutação utilizada é de 32,5 kHz, conforme definido nas especificações do projeto.

O código utilizado é disponibilizado no Apêndice B. Para o teste aplicado, foi considerado um *deadtime* de aproximadamente 1200 ns e *duty cycle* de 15 %. O microcontrolador foi programado para forçar a comutação do motor a cada 10 ms.

Figura 38 – Sinais de acionamento das fases do inversor

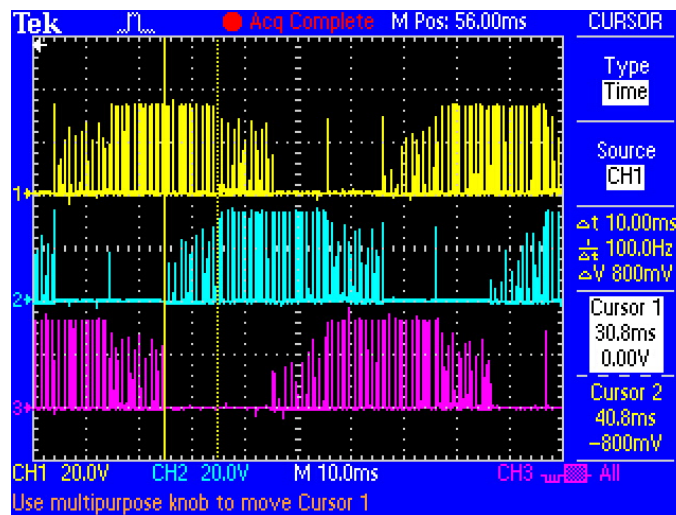


Fonte: Autora (2023).

A Figura 38 apresenta os sinais obtidos com o auxílio de um osciloscópio nos pinos de entrada dos *gate drivers*, com a referência no negativo da fonte. Considerando a limitação do osciloscópio de suportar no máximo quatro canais simultâneos, foram realizadas duas aquisições, onde os sinais referentes à fase C foram mantidos constantes em ambas aquisições, de modo a preservar a defasagem real apresentada entre os sinais.

As tensões de fase do motor durante a execução do teste são apresentadas na Figura 39. As ponteiros do osciloscópio foram posicionadas no *source* dos MOSFETs do *high side* de cada uma das fases, sendo o canal 1, 2 e 3 referentes às fases A, B e C respectivamente.

Figura 39 – Tensões de fase no motor



Fonte: Autora (2023).

Os cursores foram posicionados na Figura 39 em um intervalo de 10 ms, conforme configurado na programação. Nota-se que no estágio evidenciado, a fase A encontra-se com o *high side* ativo, a fase C com o *low side* ativo, e a fase B apresenta ambas as chaves abertas, estado forçado pelo estágio II apresentado pelo Quadro 4.

Durante a execução dos testes no inversor observou-se um defeito de construção no motor utilizado quanto ao posicionamento dos sensores de efeito *hall* internos, assim, não foi possível a implementação do método de controle *six-steps* baseada na posição real do motor, pois apesar da leitura correta dos sensores, os sinais recebidos pelo microcontrolador não corresponderam à posição correta do rotor. Contudo, o código foi implementado de modo que, após a realização da manutenção no motor, seja possível a utilização do mesmo sem grandes alterações. Além disso, a ausência dos sensores de efeito *hall* não interfere na validação do inversor realizada, visto que a mesma foi possibilitada através da comutação forçada das fases, simulando a posição do rotor e o estado dos sensores de efeito *hall*.

5 CONCLUSÕES

No decorrer desse trabalho foram levantados os pontos relevantes ao desenvolvimento e execução do projeto quanto aos princípios de funcionamento dos motores BLDC e seu acionamento. Foram explorados alguns dos possíveis modos de operação de inversores trifásicos, bem como as técnicas de modulação PWM comumente aplicadas. Além disso, o estudo e diferenciação das chaves de potência e suas características, juntamente ao circuito de acionamento possibilitaram uma maior compreensão do funcionamento de um inversor trifásico completo, essencial para a execução do projeto proposto.

O desenvolvimento do projeto foi baseado na teoria de circuitos de inversores trifásicos e na seleção dos componentes, conforme as condições de operação apresentadas, definidas pelo regulamento da principal competição na qual a equipe Eficem participa. Os esquemáticos elétricos elaborados foram utilizados como base para o projeto de uma placa de circuito impresso específica para a aplicação, garantindo uma maior confiabilidade ao sistema e permitindo a integração eficiente entre o sistema de propulsão e os demais componentes do sistema elétrico do protótipo veicular.

Os resultados apresentados pela placa nos testes realizados foram condizentes com a análise teórica do sistema, sendo considerados satisfatórios e dentro do esperado para as condições apresentadas. Assim, conclui-se que o inversor desenvolvido nesse trabalho é capaz de proporcionar o controle adequado de um motor BLDC, portanto, tanto o objetivo geral quanto os objetivos específicos propostos ao projeto foram atingidos com êxito.

Contudo, a utilização do inversor desenvolvido no protótipo veicular da Eficem requer a implementação da comutação das chaves conforme o estado dos sensores de efeito *hall* do motor BLDC, impossibilitada nesse projeto devido à presença de defeitos construtivos no motor utilizado. Além disso, a implementação da variação de velocidade é essencial para o funcionamento do sistema completo.

Dessa forma, recomenda-se a implementação completa do sistema em trabalhos futuros. Além disso, buscando a evolução contínua dos projetos da equipe, sugere-se a implementação do sistema de acionamento do motor em diferentes condições de operação quanto ao modo de operação do inversor, estratégia de modulação para o acionamento das chaves e frequência utilizada, de forma que seja possível a análise da eficiência energética apresentada e a comparação entre as variantes desenvolvidas, visando alcançar resultados cada vez melhores.

REFERÊNCIAS

- ALAHMAD, A.; KAÇAR, F. Simulation of induction motor driving by bridge inverter at 120°, 150°, and 180° operation. **8th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ICEEE)**, p. 121–125, 2021.
- ANDERSON, C. D.; ANDERSON, J. **Electric and hybrid cars: A history**. 2. ed. North Carolina: McFarland, 2010.
- ARDUINO. **Arduino IDE**. 2023. Versão 2.1.0. Disponível em: <https://www.arduino.cc/en/software>. Acesso em: 2 jun. 2023.
- ASHA, K. R. et al. Real time speed control of a dc motor by temperature variation using labview and arduino. **International Conference on Recent Advances in Electronics and Communication Technology (ICRAECT)**, p. 72–75, 2017.
- AUTODESK. **EAGLE**. 2020. Versão 9.6.2. Disponível em: <https://www.autodesk.com/products/eagle/overview?term=1-YEAR&tab=subscription>. Acesso em: 2 jun. 2023.
- BARATIERI, C. L. **Controle de velocidade sensorless de motores brushless DC submetidos a variações periódicas de carga**. 2011. Dissertação de mestrado (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Santa Maria, 2011.
- BRASIL. Senado Federal. **Protocolo de Quioto e legislação correlata**. Brasília, 2004. Disponível em: <https://www2.senado.leg.br/bdsf/item/id/70328>. Acesso em: 30 nov. 2022.
- CASTRO, B. H. R. d.; FERREIRA, T. T. Veículos elétricos: Aspectos básicos, perspectivas e oportunidades. **BNDES Setorial**, n. 32, p. 267–310, 2010.
- CHAN, C. C.; CHAU, K. T. **Modern electric vehicle technology**. 1. ed. New York: Oxford University Press, 2001.
- CHANGZHOU MXUS IMP EXP CO. **GDF-15**. 2022. Disponível em: http://www.mxus-group.com/pro_info.asp?Pid=21. Acesso em: 2 jun. 2023.
- DIODES INCORPORATED. **US1A - US1M**. 2014. Disponível em: <https://www.diodes.com/assets/Datasheets/ds16008.pdf>. Acesso em: 2 jun. 2023.
- EFICEM. **A equipe**: História. Joinville, 2020a. Disponível em: <https://eficem.ufsc.br/site-pt-br/equipe.html>. Acesso em: 30 nov. 2022.
- EFICEM. **Projetos**: Elétrico. Joinville, 2020b. Disponível em: <https://eficem.ufsc.br/site-pt-br/projetos.html>. Acesso em: 30 nov. 2022.
- EHSANI, M. et al. **Modern electric, hybrid electric, and fuel cell vehicles**. 3. ed. Boca Raton: CRC Press, 2018.
- FITZGERALD, A. E.; KINGSLEY, J. C.; UMANS, S. D. **Electric machinery**. 6. ed. New York: McGraw-Hill Companies, Inc., 2003.

GAMAZO-REAL, J. C.; VÁZQUEZ-SÁNCHEZ, E.; GÓMEZ-GIL, J. Position and speed control of brushless dc motors using sensorless techniques and application trends. **Sensors**, p. 6901–6947, 2010.

GREEN. **GREEN - Grupo de energias renováveis**: Soluções para a transformação sustentável do planeta. Joinville, 2020. Disponível em: <https://green.ufsc.br/index.html>. Acesso em: 30 nov. 2022.

GRIN TECHNOLOGIES. **Outrider high RPM small geared front hub motor**. 20—. Disponível em: <https://ebikes.ca/moutrider-fst.html>. Acesso em: 2 jun. 2023.

HANSELMAN, D. **Brushless permanent magnet motor design**. 2. ed. Ohio: Magna Physics Publishing, 2006.

HART, D. W. **Power electronics**. 1. ed. New York: The McGraw-Hill Companies, 2011.

HØYER, K. G. The history of alternative fuels in transportation: The case of electric and hybrid cars. **Utilities Policy**, v. 16, n. 2, p. 63–71, 2008.

INFINEON. **IRFB3306PbF, IRFS3306PbF, IRFSL3306**. 2014. Disponível em: <https://www.infineon.com/cms/en/product/power/mosfet/n-channel/irfb3306/>. Acesso em: 2 jun. 2023.

INFINEON. **IR2110(S)PbF/IR2113(S)PbF**. 2019. Disponível em: <https://www.infineon.com/cms/en/product/power/gate-driver-ics/ir2110/>. Acesso em: 2 jun. 2023.

INTERNATIONAL RECTIFIER. **HV floating MOS-Gate driver ICs**. 2007. Disponível em: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-HV_Floating_MOS_Gate_Drivers-ApplicationNotes-v01_00-EN.pdf?fileId=5546d4626c1f3dc3016c47de609d140a. Acesso em: 2 jun. 2023.

IPC. **Generic standard on printed board design**. 2012. Disponível em: <https://www.ipc.org>. Acesso em: 2 jun. 2023.

LAI, Y.-S.; LIN, Y.-K. Assessment of pulse-width modulation techniques for brushless dc motor drives. **Conference Record of the 2006 IEEE Industry Applications Conference Forty-First IAS Annual Meeting**, p. 1629–1636, 2006.

LORF, C. et al. Comparative analysis of the energy consumption and co2 emissions of 40 electric, plug-in hybrid electric, hybrid electric and internal combustion engine vehicles. **Transportation Research Part D: Transport and Environment**, n. 23, p. 12–19, 2013.

MICROCHIP TECHNOLOGY INC. **ATmega2560**. 2014. Disponível em: <https://www.microchip.com/en-us/product/ATmega2560>. Acesso em: 2 jun. 2023.

MILANEZ, A. Y. et al. O acordo de paris e a transição para o setor de transportes de baixo carbono: O papel da plataforma para o biofuturo. **BNDES Setorial**, n. 45, p. 285–340, 2017.

MOHAN, N. **Electric machines and drives: A first course**. 1. ed. Danvers: John Wiley Sons, Inc., 2012.

NAMA, T.; GOGOI, A. K.; TRIPATHY, P. Application of a smart hall effect sensor system for 3-phase bldc drives. **IEEE International Symposium on Robotics and Intelligent Sensors (IRIS)**, p. 208–212, 2017.

PCB BRASIL. **Cálculo para dimensionamento da largura de trilha**. 2023. Disponível em: <https://pcbbrasil.com.br/calculo-trilha-pcb>. Acesso em: 2 jun. 2023.

PEDROSA, O.; CORRÊA, A. A crise do petróleo e os desafios do pré-sal. **Boletim de Conjuntura do Setor Energético**, n. 2, p. 4–14, 2016.

RASHID, M. H. **Power electronics handbook**. 3. ed. Burlington: Elsevier Inc., 2011.

SHELL PLC. **Shell eco-marathon Brasil**. 2022a. Disponível em: <https://www.shell.com.br/energia-e-inovacao/ecomarathon/shell-eco-marathon-brasil.html>. Acesso em: 30 nov. 2022.

SHELL PLC. **Shell eco-marathon americas**. 2022b. Disponível em: <https://www.shell.com.br/energia-e-inovacao/ecomarathon/shell-eco-marathon-americas.html>. Acesso em: 30 nov. 2022.

SHELL PLC. **Shell Eco-marathon 2023 official rules**: Chapter I. 2023. Disponível em: <https://www.shellecomarathon.com/about/global-rules.html>. Acesso em: 2 jun. 2023.

TANAKA, C. N. **Metodologia de dimensionamento do sistema de tração para veículos elétricos**. 2013. Dissertação de mestrado (Mestrado em Ciências) — Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, 2013.

TEXAS INSTRUMENTS. **Bootstrap circuitry selection for half-bridge configurations**. 2018. Disponível em: https://www.ti.com/lit/an/slua887/slua887.pdf?ts=1687313279523&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F. Acesso em: 3 jun. 2023.

TRENTO JUNIOR, E. **Estudo de ponte trifásica para acionamento de motor CC sem escovas para uso em veículos elétricos**. 2020. Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação em Engenharia Elétrica) — Universidade Tecnológica Federal do Paraná, 2020.

XU, W. et al. Survey on electrical machines in electrical vehicles. **IEEE International Conference on Applied Superconductivity and Electromagnetic Devices**, p. 167–170, 2009.

XUE, X. D.; CHENG, K. W. E.; CHEUNG, N. C. Selection of electric motor drives for electric vehicles. **IEEE Australasian Universities Power Engineering Conference**, p. 1–6, 2008.

YEDAMALE, P. **Brushless DC (BLDC) motor fundamentals**. [S.l.], 2015. Disponível em: <https://www.microchip.com/en-us/application-notes/an885>. Acesso em: 9 mai. 2023.

APÊNDICE A - CÓDIGO UTILIZADO NO TESTE DE ACIONAMENTO DAS CHAVES COM INSERÇÃO DE *DEADTIME*

```

1 #define PWM_FREQUENCY    10000    //10kHz
2 #define PWM_PRESCALER    1        //1, 8, 64, 256 or 1024 -> Range
   of PWM frequency will depend on prescaler. Set 1 by default
3 #define CLK_FREQUENCY    16000000 //16MHz
4 #define DEADTIME         10       //~600ns
5
6 enum PHASE_TYPE{
7     PHASE_A ,
8     PHASE_B ,
9     PHASE_C
10 };
11
12 volatile uint8_t duty_cycle = 50;
13 uint16_t full_duty_cycle;
14 uint8_t enable_with_prescaler;
15
16 ////////////////////////////////////////////////// Main Funtions //////////////////////////////////////
17
18 void setup() {
19     Config_PWM_Pins();
20 }
21
22 void loop() {
23     Set_High_Side(PHASE_C, duty_cycle);
24 }
25
26 ////////////////////////////////////////////////// Application Funtions //////////////////////////////////////
27
28 /*
29  * @brief    Set a phase to enable high side drive.
30  * @details  Generates two complementary PWM outputs with deadtime
   insertion.
31  */
32 void Set_High_Side(PHASE_TYPE phase, uint8_t duty_cycle){
33     switch (phase){
34         case PHASE_A:

```

```

35     /*Complementary PWM with deadtime*/
36     OCR1B    = (full_duty_cycle*(duty_cycle/100.0)) - DEADTIME;
           // duty cycle on pin PB6 (OC1B)
37     OCR1A    = (full_duty_cycle*(duty_cycle/100.0));
           // duty cycle on pin PB5 (OC1A)
38     break;
39
40     case PHASE_B:
41         /*Complementary PWM with deadtime*/
42         OCR4B    = (full_duty_cycle*(duty_cycle/100.0)) - DEADTIME;
           // duty cycle on pin PH4 (OC4B)
43         OCR4A    = (full_duty_cycle*(duty_cycle/100.0));
           // duty cycle on pin PH3 (OC4A)
44         break;
45
46     case PHASE_C:
47         /*Complementary PWM with deadtime*/
48         OCR3B    = (full_duty_cycle*(duty_cycle/100.0)) - DEADTIME;
           // duty cycle on pin PE4 (OC3B)
49         OCR3A    = (full_duty_cycle*(duty_cycle/100.0));
           // duty cycle on pin PE3 (OC3A)
50         break;
51
52     default:
53         break;
54 }
55 }
56
57 ////////////////////////////////////////////////// Configuration Funtions //////////////////////////////////////
58
59 /*
60  * @brief    Config PWM channels to Phase and frequency correct mode
61  * @details (TOP = ICRn) -> freq = Clk freq/(2*N*TOP) |
           Resolution = log(TOP+1)/log(2)
62  */
63 void Config_PWM_Pins(){
64
65     full_duty_cycle = ((CLK_FREQUENCY) / (uint16_t)(PWM_FREQUENCY * 2
           * PWM_PRESCALER));
66     while((full_duty_cycle > 65535) || (full_duty_cycle <= 0)); //
           TOP m x 16-bit: 65.535

```

```

67
68 Update_PWM_Prescaler();
69
70 DDRB |= (1<<DDB5); //
    Set pins as output
71 DDRB |= (1<<DDB6);
72 TCCR1A = (1 << COM1B1) | (1 << COM1A1) | (1 << COM1A0); //
    Channel A (LOW SIDE) : Inverting mode; Channel B (HIGH SIDE) :
    Non-inverting mode
73 TCCR1B = (1 << WGM13); //
    Set Phase and frequency correct mode
74 ICR1 = full_duty_cycle; //
    Set TOP value for timer/counter 1
75 TCCR1B |= enable_with_prescaler;
76
77 DDRH |= (1<<DDH3); //
    Set pins as output
78 DDRH |= (1<<DDH4);
79 TCCR4A = (1 << COM4B1) | (1 << COM4A1) | (1 << COM4A0); //
    Channel A (LOW SIDE) : Inverting mode; Channel B (HIGH SIDE) :
    Non-inverting mode
80 TCCR4B = (1 << WGM43); //
    Set Phase and frequency correct mode
81 ICR4 = full_duty_cycle; //
    Set TOP value for timer/counter 4
82 TCCR4B |= enable_with_prescaler;
83
84 DDRE |= (1<<DDE3); //
    Set pins as output
85 DDRE |= (1<<DDE4);
86 TCCR3A = (1 << COM3B1) | (1 << COM3A1) | (1 << COM3A0); //
    Channel A (LOW SIDE) : Inverting mode; Channel B (HIGH SIDE) :
    Non-inverting mode
87 TCCR3B = (1 << WGM33); //
    Set Phase and frequency correct mode
88 ICR3 = full_duty_cycle; //
    Set TOP value for timer/counter 3
89 TCCR3B |= enable_with_prescaler;
90 }
91
92 /*

```

```
93  * @brief Configure timers prescaler mask
94  */
95  void Update_PWM_Prescaler(){
96      switch (PWM_PRESCALER){
97          case 1:
98              enable_with_prescaler = 0x01;
99              break;
100         case 8:
101             enable_with_prescaler = 0x02;
102             break;
103         case 64:
104             enable_with_prescaler = 0x03;
105             break;
106         case 256:
107             enable_with_prescaler = 0x04;
108             break;
109         case 1024:
110             enable_with_prescaler = 0x05;
111             break;
112         default:
113             break;
114     }
115 }
```

APÊNDICE B - CÓDIGO UTILIZADO PARA A COMUTAÇÃO FORÇADA DAS FASES DO MOTOR

```

1 #define PWM_FREQUENCY 32500 //32.5kHz (default)
2 #define PWM_PRESCALER 1 //1, 8, 64, 256 or 1024 -> Range
  of PWM frequency will depend on prescaler. Set 1 by default
3 #define CLK_FREQUENCY 16000000 //16MHz
4 #define DEADTIME 20 //~1200ns
5
6 enum PHASE_TYPE{
7     PHASE_A ,
8     PHASE_B ,
9     PHASE_C
10 };
11
12 uint8_t commutation_sequence[] = {5, 4, 6, 2, 3, 1};
13 volatile uint8_t current_hall_state = 1;
14 uint8_t last_hall_state = 0xFF;
15 volatile uint8_t duty_cycle = 15;
16 uint16_t full_duty_cycle;
17 uint8_t enable_with_prescaler;
18 unsigned long last_commutation = 0;
19
20 /*Auxiliary variables*/
21 uint8_t start = 0;
22
23 ////////////////////////////////////////////////// Main Funtions //////////////////////////////////////
24
25 void setup() {
26     Serial3.begin(250000);
27     Serial3.println("RESET");
28     Config_PWM_Pins();
29 }
30
31 void loop() {
32
33     if(!start && Serial3.available())
34     {
35         start = 1;

```

```

36     }
37
38     if(start){
39         Next_Step();
40     }
41 }
42
43 ////////////////////////////////////////////////////////////////// Application Funtions //////////////////////////////////////////////////////////////////
44
45 /*
46  * @brief   Force phases commutation.
47  * @details Commutation hall state sequence = {5, 4, 6, 2, 3, 1}
48  */
49 void Next_Step(){
50     for (uint8_t i = 0; i < 6; i++){
51         if (commutation_sequence[i] == current_hall_state){
52             if(i == 5){
53                 current_hall_state = commutation_sequence[0];
54             }else{
55                 current_hall_state = commutation_sequence[i+1];
56             }
57             Phase_Commutation(current_hall_state);
58             break;
59         }
60     }
61     delayMicroseconds(10000);
62 }
63
64 /*
65  * @brief   Switch phases commutation acording hall sensor state.
66  */
67 void Phase_Commutation(uint8_t hall){
68     switch (hall){        // HALL_C    HALL_B    HALL_A
69         case 0:
70             Turn_Phase_OFF(PHASE_A);
71             Turn_Phase_OFF(PHASE_B);
72             Turn_Phase_OFF(PHASE_C);
73             last_hall_state = 0;
74             break;
75         case 1:           //    0        0        1
76             Turn_Phase_OFF(PHASE_A);

```

```
77     Set_High_Side(PHASE_C, duty_cycle);
78     Set_Low_Side(PHASE_B);
79     last_hall_state = 1;
80     break;
81     case 2:          // 0      1      0
82         Turn_Phase_OFF(PHASE_C);
83         Set_High_Side(PHASE_B, duty_cycle);
84         Set_Low_Side(PHASE_A);
85         last_hall_state = 2;
86         break;
87     case 3:          // 0      1      1
88         Turn_Phase_OFF(PHASE_B);
89         Set_High_Side(PHASE_C, duty_cycle);
90         Set_Low_Side(PHASE_A);
91         last_hall_state = 3;
92         break;
93     case 4:          // 1      0      0
94         Turn_Phase_OFF(PHASE_B);
95         Set_High_Side(PHASE_A, duty_cycle);
96         Set_Low_Side(PHASE_C);
97         last_hall_state = 4;
98         break;
99     case 5:          // 1      0      1
100        Turn_Phase_OFF(PHASE_C);
101        Set_High_Side(PHASE_A, duty_cycle);
102        Set_Low_Side(PHASE_B);
103        last_hall_state = 5;
104        break;
105     case 6:          // 1      1      0
106        Turn_Phase_OFF(PHASE_A);
107        Set_High_Side(PHASE_B, duty_cycle);
108        Set_Low_Side(PHASE_C);
109        last_hall_state = 6;
110        break;
111     case 7:
112         break;
113     default:
114         break;
115 }
116 }
117
```

```

118 /*
119  * @brief   Set a phase to enable high side drive.
120  * @details Generates two complementary PWM outputs with deadtime
121             insertion.
122  */
123 void Set_High_Side(PHASE_TYPE phase, uint8_t duty_cycle){
124     switch (phase){
125         case PHASE_A:
126             /*Complementary PWM with deadtime*/
127             OCR1B = (full_duty_cycle*(duty_cycle/100.0)) - DEADTIME;
128                 // duty cycle on pin PB6 (OC1B)
129             OCR1A = (full_duty_cycle*(duty_cycle/100.0));
130                 // duty cycle on pin PB5 (OC1A)
131
132             break;
133
134         case PHASE_B:
135             /*Complementary PWM with deadtime*/
136             OCR4B = (full_duty_cycle*(duty_cycle/100.0)) - DEADTIME;
137                 // duty cycle on pin PH4 (OC4B)
138             OCR4A = (full_duty_cycle*(duty_cycle/100.0));
139                 // duty cycle on pin PH3 (OC4A)
140
141             break;
142
143         case PHASE_C:
144             /*Complementary PWM with deadtime*/
145             OCR3B = (full_duty_cycle*(duty_cycle/100.0)) - DEADTIME;
146                 // duty cycle on pin PE4 (OC3B)
147             OCR3A = (full_duty_cycle*(duty_cycle/100.0));
148                 // duty cycle on pin PE3 (OC3A)
149
150             break;
151
152         default:
153             break;
154     }
155 }
156
157 /*
158  * @brief   Set a phase to enable low side drive.
159  * @details Turn high side OFF and low side ON.
160  */
161 void Set_Low_Side(PHASE_TYPE phase){

```



```

152  switch (phase){
153      case PHASE_A:
154          /*high side OFF, low side ON*/
155          OCR1B  = 0;          // HIGH SIDE  (pin PB6) (OC1B) - OFF
156          OCR1A  = 0;          // LOW SIDE   (pin PB5) (OC1A) - ON
157          break;
158
159      case PHASE_B:
160          /*high side OFF, low side ON*/
161          OCR4B  = 0;          // HIGH SIDE  (pin PH4) (OC4B) - OFF
162          OCR4A  = 0;          // LOW SIDE   (pin PH3) (OC4A) - ON
163          break;
164
165      case PHASE_C:
166          /*high side OFF, low side ON*/
167          OCR3B  = 0;          // HIGH SIDE  (pin PE4 / OC4B) - OFF
168          OCR3A  = 0;          // LOW SIDE   (pin PE3 / OC4A) - ON
169          break;
170
171      default:
172          break;
173  }
174 }
175
176 /*
177  * @brief   Turn OFF a single phase high and low side.
178  */
179 void Turn_Phase_OFF(PHASE_TYPE phase){
180     switch(phase){
181         case PHASE_A:
182             OCR1B  = 0;          // HIGH SIDE  (pin PB6) (
183                 OC1B) - OFF
184             OCR1A  = full_duty_cycle;          // LOW SIDE   (pin PB5) (
185                 OC1A) - OFF (inverting mode)
186             break;
187         case PHASE_B:
188             OCR4B  = 0;          // HIGH SIDE  (pin PH4) (
189                 OC4B) - OFF
190             OCR4A  = full_duty_cycle;          // LOW SIDE   (pin PH3) (
191                 OC4A) - OFF (inverting mode)
192             break;

```

```

189     case PHASE_C:
190         OCR3B = 0; // HIGH SIDE (pin PE4 /
                OC4B) - OFF
191         OCR3A = full_duty_cycle; // LOW SIDE (pin PE3 /
                OC4A) - OFF (inverting mode)
192         break;
193     default:
194         break;
195 }
196 }
197
198 ////////////////////////////////////////////////// Configuration Funtions //////////////////////////////////////
199
200 /*
201  * @brief Config PWM channels to Phase and frequency correct mode
202  * @details (TOP = ICRn) -> freq = Clk freq/(2*N*TOP) |
                Resolution = log(TOP+1)/log(2)
203  */
204 void Config_PWM_Pins(){
205
206     full_duty_cycle = ((CLK_FREQUENCY) / (uint16_t)(PWM_FREQUENCY * 2
                * PWM_PRESCALER));
207     while((full_duty_cycle > 65535) || (full_duty_cycle <= 0)); //
                TOP m x 16-bit: 65.535
208
209     Update_PWM_Prescaler();
210
211     DDRB |= (1<<DDB5); //
                Set pins as output
212     DDRB |= (1<<DDB6);
213     TCCR1A = (1 << COM1B1) | (1 << COM1A1) | (1 << COM1A0); //
                Channel A (LOW SIDE) : Inverting mode; Channel B (HIGH SIDE) :
                Non-inverting mode
214     TCCR1B = (1 << WGM13); //
                Set Phase and frequency correct mode
215     ICR1 = full_duty_cycle; //
                Set TOP value for timer/counter 1
216     TCCR1B |= enable_with_prescaler;
217
218     DDRH |= (1<<DDH3); //
                Set pins as output

```

```

219 DDRH |= (1<<DDH4);
220 TCCR4A = (1 << COM4B1) | (1 << COM4A1) | (1 << COM4A0); //
      Channel A (LOW SIDE) : Inverting mode; Channel B (HIGH SIDE) :
      Non-inverting mode
221 TCCR4B = (1 << WGM43); //
      Set Phase and frequency correct mode
222 ICR4 = full_duty_cycle; //
      Set TOP value for timer/counter 4
223 TCCR4B |= enable_with_prescaler;
224
225 DDRE |= (1<<DDE3); //
      Set pins as output
226 DDRE |= (1<<DDE4);
227 TCCR3A = (1 << COM3B1) | (1 << COM3A1) | (1 << COM3A0); //
      Channel A (LOW SIDE) : Inverting mode; Channel B (HIGH SIDE) :
      Non-inverting mode
228 TCCR3B = (1 << WGM33); //
      Set Phase and frequency correct mode
229 ICR3 = full_duty_cycle; //
      Set TOP value for timer/counter 3
230 TCCR3B |= enable_with_prescaler;
231 }
232
233 /*
234 * @brief Configure timers prescaler mask
235 */
236 void Update_PWM_Prescaler(){
237     switch (PWM_PRESCALER){
238         case 1:
239             enable_with_prescaler = 0x01;
240             break;
241         case 8:
242             enable_with_prescaler = 0x02;
243             break;
244         case 64:
245             enable_with_prescaler = 0x03;
246             break;
247         case 256:
248             enable_with_prescaler = 0x04;
249             break;
250         case 1024:

```

```
251     enable_with_prescaler = 0x05;
252     break;
253     default:
254     break;
255 }
256 }
```