

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

JULIANA PEREIRA MEIRELES

ACIONAMENTO DE UM MOTOR BLDC COM MODULAÇÃO PWM TRAPEZOIDAL

Joinville  
2023

JULIANA PEREIRA MEIRELES

ACIONAMENTO DE UM MOTOR BLDC COM MODULAÇÃO PWM TRAPEZOIDAL

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. Milton  
Evangelista de Oliveira Filho

Coorientador: Dr. Hugo R. Estofanero  
Larico

Joinville  
2023

## **AGRADECIMENTOS**

Expresso a minha gratidão a Deus por guiar meus passos, fornecer força nos momentos difíceis e iluminar meu caminho durante esta longa caminhada. Sua graça e misericórdia sustentou minha fé e determinação.

Um agradecimento especial aos meus pais, cujo apoio e sacrifícios permitiram cada passo que dei nesta jornada. Vocês são a razão pela qual estou celebrando esta conquista hoje.

Agradeço do fundo do meu coração ao meu orientador e coorientador por sua orientação valiosa, paciência e apoio incansável ao longo desta jornada acadêmica.

À minha universidade, expresso minha gratidão pela infraestrutura excepcional, oportunidades de aprendizado e pelo ambiente propício à pesquisa e desenvolvimento. Cada membro dessa comunidade acadêmica desempenhou um papel crucial no meu percurso.

A todos que fizeram parte dessa jornada, meu sincero obrigada. Estou verdadeiramente abençoada por ter a oportunidade de trilhar este caminho ao lado de pessoas tão incríveis.

Someday, I'm gonna make great machines that fly, and me and my friends are gonna go flying together into the forever and beautiful sky. Lylla, and Teefs, and Floor, and me... Rocket (Rocket Racoon).

## RESUMO

Os sistemas elétricos de acionamento desempenham um papel essencial em diversas aplicações, como na otimização do consumo de energia em compressores, no controle preciso de movimento em fábricas automatizadas e a geração de energia elétrica em sistemas eólicos. Nesse contexto, os motores de ímãs permanentes sem escova apresentam uma configuração que elimina a exigência de um comutador mecânico, proporcionando melhorias significativas na dinâmica de acionamento. Assim, o acionamento eletrônico desses motores se torna viável em comparação com outros tipos, com casos bem-sucedidos em motores de grande potência. Nesse sentido, visando desenvolver um sistema de acionamento para um motor eletronicamente comutado, foram projetados os circuitos necessários e implementados os códigos de acionamento convencional e com PWM unipolar em um microcontrolador. Além disso, foram elaboradas equações com base nos setores de operação dos motores eletronicamente comutados, a fim de descrever suas formas de ondas. Essas equações foram desenvolvidas considerando algumas simplificações, visando uma representação mais acessível. No âmbito do objetivo geral do trabalho, as equações teóricas são empregadas para a comparação entre as formas de ondas teóricas e as formas de ondas reais geradas durante o acionamento do motor e a análise dos resultados demonstra que as formas de ondas correspondem à teoria, mesmo com as simplificações realizadas nos cálculos.

**Palavras-chave:** BLDC. Motores elétricos. Acionamentos.

## **ABSTRACT**

The electrical drive systems play an essential role in various applications, such as optimizing energy consumption in compressors, precise motion control in automated factories, and the generation of electrical power in wind energy systems. In this context, brushless permanent magnet motors offer a configuration that eliminates the need for a mechanical commutator, leading to significant improvements in drive dynamics. As a result, the electronic drive of these motors becomes viable compared to other types, with successful cases in high-power motors. To develop a drive system for an electronically commutated motor, the necessary circuits were designed, and conventional and unipolar PWM drive codes were implemented on a microcontroller. Additionally, equations were formulated based on the operating sectors of electronically commutated motors to describe their waveforms. These equations were developed with some simplifications for a more accessible representation. Within the overall goal of the work, theoretical equations are used to compare theoretical waveforms with actual waveforms generated during motor operation. The analysis of the results demonstrates that the waveforms correspond to theory, even with the simplifications made in the calculations.

**Keywords:** BLDC. Electric Motors. Drives.

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Comutador mecânico simples . . . . .	17
Figura 2 – Máquina de corrente contínua . . . . .	18
Figura 3 – Inversor trifásico . . . . .	19
Figura 4 – Sequência de comutação do inversor . . . . .	21
Figura 5 – Estados do setor 1A e setor 1B . . . . .	21
Figura 6 – Circuito equivalente setor 1A e setor 1B . . . . .	22
Figura 7 – Estados do setor 2A e setor 2B . . . . .	23
Figura 8 – Circuito equivalente setor 2A e setor 2B . . . . .	23
Figura 9 – Estados do setor 3A e setor 3B . . . . .	24
Figura 10 – Circuito equivalente setor 3A e setor 3B . . . . .	24
Figura 11 – Estados do setor 4A e setor 4B . . . . .	25
Figura 12 – Circuito equivalente setor 4A e setor 4B . . . . .	26
Figura 13 – Estados do setor 5A e setor 5B . . . . .	27
Figura 14 – Circuito equivalente setor 5A e setor 5B . . . . .	27
Figura 15 – Estados do setor 6A e setor 6B . . . . .	28
Figura 16 – Circuito equivalente setor 6A e setor 6B . . . . .	28
Figura 17 – Formas de ondas teóricas . . . . .	30
Figura 18 – Configuração ideal do circuito condicionador de sinal . . . . .	31
Figura 19 – Pinos LM324 . . . . .	32
Figura 20 – Esquemático elétrico do circuito condicionador de sinal . . . . .	32
Figura 21 – Layout do circuito condicionador de sinal . . . . .	33
Figura 22 – Conexões recomendadas IR2113 . . . . .	34
Figura 23 – Esquemático elétrico do driver por fase . . . . .	35
Figura 24 – Layout circuito de comando . . . . .	36
Figura 25 – Esquemático do inversor . . . . .	37
Figura 26 – Layout do inversor . . . . .	37
Figura 27 – Método PWM unipolar . . . . .	38
Figura 28 – Resultado circuito condicionador de sinais . . . . .	40
Figura 29 – Resultado circuito driver . . . . .	41
Figura 30 – Tensões de saída inversor . . . . .	41
Figura 31 – Formas de ondas da fase B . . . . .	42
Figura 32 – Formas de ondas da fase A e C . . . . .	43
Figura 33 – Ensaio acionamento convencional . . . . .	43
Figura 34 – Formas de ondas da fase B com 75% de razão cíclica . . . . .	44

Figura 35 – Formas de ondas da fase B com 50% de razão cíclica . . . . .	44
Figura 36 – Formas de ondas da fase B com 25% de razão cíclica . . . . .	45
Figura 37 – Ensaio acionamento PWM unipolar . . . . .	45



## LISTA DE QUADROS

Quadro 1 – Comparação entre motores convencionais e motores síncronos sem escova . . . . .	19
--	----

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Especificações do LM324 . . . . .	32
Tabela 2 – Componentes do circuito condicionador de sinal . . . . .	33
Tabela 3 – Especificações do IR2113 . . . . .	34
Tabela 4 – Componentes do circuito driver . . . . .	35
Tabela 5 – Especificações do MOSFET K1904 . . . . .	36
Tabela 6 – Componentes do inversor . . . . .	36

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

AC	Corrente alternada
BLDC	Motor de Corrente Contínua sem Escovas
CC	Corrente Contínua
COM	Retorno da baixa lateral
DSP	Processador Digital de Sinais
HIN	Entrada lógica para saída do driver de alta lateral (HO)
HO	Saída de acionamento da porta de alta lateral
IGBT	Transistor Bipolar de Porta Isolada
kW	Kilowatt
LIN	Entrada lógica para saída do driver de baixa lateral (LO)
LO	Saída de acionamento da porta de baixa lateral
MOSFET	Transistor de Efeito de Campo Metal-Óxido-Semicondutor
MW	Megawatt
PCB	Placa de Circuito Impressa
PMSM	Motor Síncrono de Ímãs Permanente
PM	Ímãs Permanentes
SD	Entrada lógica para desligamento
VB	Alimentação flutuante de alta lateral
VCC	Tensão contínua
VDC	Tensão contínua
VDD	Alimentação Lógica
VSS	Terra lógico
VS	Retorno da alimentação flutuante de alta lateral

## LISTA DE SÍMBOLOS

$S_1$	Chave 1
$S_2$	Chave 2
$S_3$	Chave 3
$S_4$	Chave 4
$S_5$	Chave 5
$S_6$	Chave 6
$i_1$	Corrente de Fase 1
$i_2$	Corrente de Fase 2
$i_3$	Corrente de Fase 3
$v_1$	Tensão de Fase 1
$v_2$	Tensão de Fase 2
$v_3$	Tensão de Fase 3
$e_1$	Tensão Induzida de Fase 1
$e_2$	Tensão Induzida de Fase 2
$e_3$	Tensão Induzida de Fase 3
$L_m$	Indutância
$\frac{di}{dt}$	Taxa de variação temporal da corrente (Corrente Instantânea)
$\Delta$	Delta

## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	<b>15</b>
1.1	OBJETIVOS	16
1.1.1	<b>Objetivo Geral</b>	<b>16</b>
1.1.2	<b>Objetivos Específicos</b>	<b>16</b>
<b>2</b>	<b>PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DO MOTOR SÍNCRONO SEM ESCOVAS</b>	<b>17</b>
2.1	COMUTAÇÃO	17
2.2	SEÇÕES DE COMUTAÇÃO	20
2.2.1	<b>Setor 1</b>	<b>21</b>
2.2.2	<b>Setor 2</b>	<b>23</b>
2.2.3	<b>Setor 3</b>	<b>24</b>
2.2.4	<b>Setor 4</b>	<b>25</b>
2.2.5	<b>Setor 5</b>	<b>27</b>
2.2.6	<b>Setor 6</b>	<b>28</b>
2.2.7	<b>Formas de ondas</b>	<b>29</b>
<b>3</b>	<b>MATERIAIS E MÉTODOS</b>	<b>31</b>
3.1	CIRCUITO CONDICIONADOR DE SINAL	31
3.2	CIRCUITO DRIVER	33
3.3	INVERSOR	36
3.4	MÉTODOS DE ACIONAMENTO	37
<b>4</b>	<b>RESULTADOS EXPERIMENTAIS</b>	<b>40</b>
4.1	ENSAIO CONDICIONADOR DE SINAL	40
4.2	ENSAIO PLACA DE COMANDO	40
4.3	ENSAIO INVERSOR	41
4.4	ENSAIO A VAZIO	42
4.4.1	<b>Acionamento convencional</b>	<b>42</b>
4.4.2	<b>Acionamento PWM unipolar</b>	<b>43</b>
<b>5</b>	<b>CONCLUSÕES</b>	<b>46</b>
	<b>REFERÊNCIAS</b>	<b>47</b>
	<b>APÊNDICE A - CÓDIGOS DE ACIONAMENTO</b>	<b>48</b>

<b>APÊNDICE B - CÓDIGOS DE EXIBIÇÃO DAS ONDAS DO OSCILOSCÓPIO . . . . .</b>	<b>55</b>
---	-----------

## 1 INTRODUÇÃO

Frente aos avanços da eletrônica de potência, os sistemas de acionamento elétrico são fundamentais para diversas aplicações, tais como bombas e compressores, para reduzir o consumo de energia, controle de movimento de precisão em fábricas que utilizam a automação e sistemas eólicos para produzir energia elétrica (Mohan, 2012). Dessa maneira, as melhorias efetuadas no domínio dos acionamentos de semicondutores proporcionam uma gestão simplificada e financeiramente vantajosa dos motores sem escovas. Isso viabiliza a operação eficiente do motor em diversas faixas de velocidade, preservando sua eficiência (Gieras, 2010).

Os motores sem escova de ímãs permanentes (PM) apresentam uma configuração única, com os ímãs localizados no rotor e o enrolamento da armadura no estator, eliminando a necessidade de comutador, anéis coletores e escovas. As vantagens desses motores incluem melhorias significativas na dinâmica de acionamento, devido à menor inércia do rotor e à alta densidade de fluxo magnético no entreferro, sem limitações de corrente dependentes da velocidade (Gieras, 2010).

No contexto da manutenção rotineira, que engloba aproximadamente 90% dos motores, o foco recai nos contatos deslizantes. Nos motores de corrente contínua com comutador mecânico, as perdas de potência são predominantemente no rotor, restringindo a transferência de calor e a densidade de corrente. Já nos motores eletronicamente comutados, tais perdas ocorrem principalmente no estator. Sendo assim, o acionamento eletrônico dos motores de ímãs permanentes sem escova tem se mostrado mais viável em comparação com seus equivalentes de indução ou relutância em motores de até 10 a 15 kW, além disso, há casos bem-sucedidos de motores com potência superior a 1 MW, desenvolvidos na Alemanha e nos Estados Unidos (Gieras, 2010).

Dessa maneira, com base em circuitos elaborados considerando os setores de comutação e condução do motor eletronicamente comutado, foram desenvolvidas equações que caracterizam suas formas de ondas, incorporando algumas considerações. Essas equações são então utilizadas para comparar com as formas de ondas reais geradas durante o acionamento do motor, como parte do objetivo geral do trabalho. A metodologia inclui o projeto do circuito condicionador de sinal, a implementação do driver utilizando a técnica bootstrap, o desenvolvimento do inversor e os testes a vazio no motor usando a modulação convencional e a PWM unipolar. Durante a análise dos resultados, espera-se observar que as formas de ondas se alinham com a teoria, mesmo que as considerações nos cálculos para a formulação das ondas sejam simplificadas.

## 1.1 OBJETIVOS

Este trabalho propõe os seguintes objetivos para abordar o projeto do acionamento de um motor eletronicamente comutado.

### 1.1.1 Objetivo Geral

Desenvolver um sistema de acionamento para um motor eletronicamente comutado utilizando o método de modulação por largura de pulso trapezoidal unipolar.

### 1.1.2 Objetivos Específicos

- Condicionar os sinais dos sensores hall;
- Projetar um circuito driver utilizando a técnica bootstrap;
- Projetar o inversor do motor;
- Elaborar o código para controle convencional de acionamento;
- Viabilizar o controle da velocidade utilizando a técnica de modulação por largura de pulso unipolar;
- Garantir que os experimentos realizados estejam conforme os princípios teóricos.



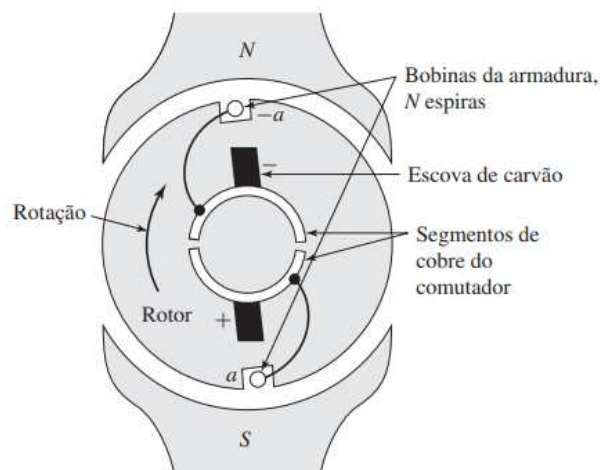
## 2 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DO MOTOR SÍNCRONO SEM ESCOVAS

Nesta seção são exploradas as distinções entre os motores com escovas e o motor eletronicamente comutado. Adicionalmente, são detalhados os princípios de operação do motor síncrono sem escovas, analisando as seções de comutação, juntamente com os circuitos equivalentes e as equações associadas que moldarão as características das formas de ondas.

### 2.1 COMUTAÇÃO

As máquinas de corrente contínua produzem tensão e corrente contínuas, implicando a necessidade de retificação das tensões e correntes alternadas induzidas no enrolamento do rotor. O processo de retificação é realizado por meio de um comutador mecânico, o qual assume a forma de um cilindro composto por segmentos de cobre isolados entre si por mica ou outro material altamente isolante. Esses segmentos são conectados às bobinas de armadura, e escovas de carvão são posicionadas para manter contato com a superfície do comutador, conectando o enrolamento aos terminais externos do rotor. Na Figura 1, é apresentado um exemplo de um comutador simples de dois segmentos (Umans, 2006).

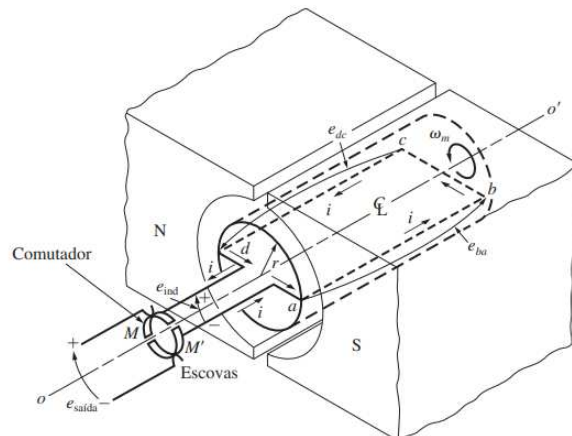
Figura 1 – Comutador mecânico simples



Fonte: Umans (2014, p. 201).

Na Figura 2, são adicionados à extremidade da espira dois segmentos condutores semicirculares, acompanhados por dois contatos fixos posicionados (chamados de escovas) de maneira angular (Chapman, 2013).

Figura 2 – Máquina de corrente contínua



Fonte: Chapman (2013, p. 410).

No período em que cada escova mantém simultaneamente o contato com duas lâminas adjacentes do comutador, ocorrem curtos-circuitos que temporariamente removem as bobinas conectadas a essas lâminas do circuito principal, ou seja, do enrolamento de armadura. Conseqüentemente, as correntes nessas bobinas sofrem inversão de sentido. Além disso, o comutador tem o efeito de fazer com que, quando essa corrente contínua passa pelas escovas, a armadura crie uma distribuição fixa de fluxo magnético no espaço, sendo geralmente perpendicular ao eixo do fluxo de campo.

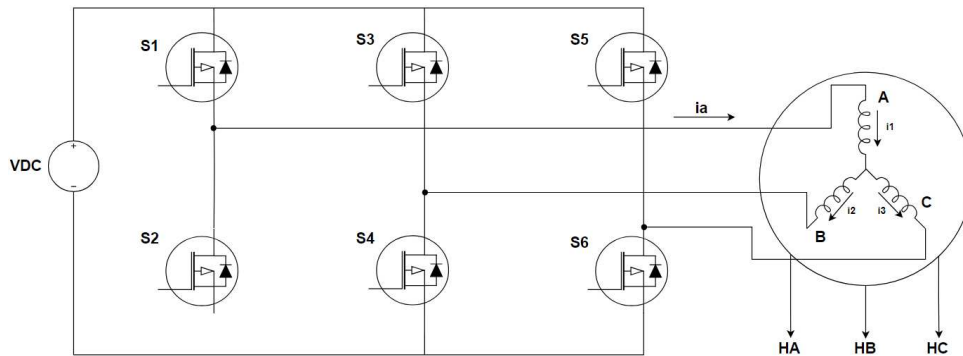
Dessa maneira, a presença de corrente contínua no enrolamento de campo resulta em uma distribuição estável de fluxo magnético em relação ao estator. Portanto, a interação entre essas duas distribuições de fluxo é responsável por gerar o conjugado na máquina de corrente contínua (Umans, 2006).

Em contraste, Motores de Corrente Contínua Sem Escovas (BLDC) são Motores Síncronos de Ímãs Permanentes (PMSM) que apresentam uma Força Eletromotriz Induzida (FEM) com formato trapezoidal (Krishnan, 2010). Sendo assim, a comutação desempenha um papel crucial ao converter a corrente contínua de entrada em corrente alternada e distribuí-la de maneira apropriada para cada enrolamento da armadura no BLDC. Diferentemente dos motores de corrente contínua tradicionais, onde a comutação é executada por escovas e comutador, nos motores eletronicamente comutados, essa tarefa é realizada por dispositivos semicondutores, como transistores (Kenjo; Nagamori, 1985).

O acionamento típico de um motor BLDC é composto por um inversor trifásico constituído por seis chaves, conforme ilustrado na Figura 3 (Kumar; Gupta; Gupta, 2017). Além disso, essa comutação é realizada eletronicamente utilizando sensores hall que detectam as variações do campo magnético do rotor conforme ele gira (Mohan, 2012). Dessa maneira, é necessário que o hall realize a identificação da

posição a cada intervalo de  $60^\circ$ , tornando essencial a instalação de três sensores hall para a determinação dos pontos de comutação. Portanto, enquanto esses sensores estão devidamente alinhados com a tensão induzida, eles geram os sinais lógicos indispensáveis para o processo de comutação (Hanselman, 2006).

Figura 3 – Inversor trifásico



Fonte: Elaborado pela autora (2023).

Apesar de ser comum afirmar que os motores CC sem escovas e os motores CC convencionais compartilham características estáticas semelhantes, na realidade, eles apresentam diferenças em diversos aspectos. Visando compreender melhor suas aplicações específicas, a Tabela 1 oferece uma comparação entre as vantagens e desvantagens desses dois tipos de motores (Kenjo; Nagamori, 1985).

Quadro 1 – Comparação entre motores convencionais e motores síncronos sem escova

Aspecto	Motores convencionais	Motores sem escova
Estrutura Mecânica	Ímãs de campo no estator	Ímãs de campo no rotor, semelhante a um motor síncrono de corrente alternada
Características Distintivas	Resposta rápida e excelente controlabilidade	Durabilidade, manutenção fácil (geralmente não requer manutenção)
Conexões de Enrolamento	Conexão em Anel, a mais simples: conexão em $\Delta$	Grau mais alto: conexão trifásica $\Delta$ ou Y. Normal: Enrolamento trifásico Y com ponto neutro aterrado, ou conexão de quatro fases. A mais simples: Conexão bifásica
Método de Comutação	Contato mecânico entre escovas e comutador	Comutação eletrônica usando transistores
Método de Detecção da Posição do Rotor	Detectado automaticamente por escovas	Elemento Hall, codificador óptico, etc.
Método de Inversão	Por inversão da tensão terminal	Sequenciador lógico de rearranjo

Fonte: Adaptado de Kenjo e Nagamori (2014, p.64).

## 2.2 SEÇÕES DE COMUTAÇÃO

Durante a operação do motor BLDC, podem surgir pulsos de torque significativos decorrentes da discrepância entre a forma de onda força eletromotriz (FEM) induzida e o padrão ideal (Chuang; Ke; Chuang, 2009).

Além disso, essas variações são influenciadas pela ondulação de torque causada pela comutação, pela modulação por largura de pulso (PWM), pelo torque de repulsão gerado pela interação entre os ímãs permanentes, as ranhuras do estator e a instabilidade na corrente de fase, originada pela discordância entre a força eletromotriz aplicada e as correntes relacionadas à dinâmica elétrica do motor (Chuang et al., 2009).

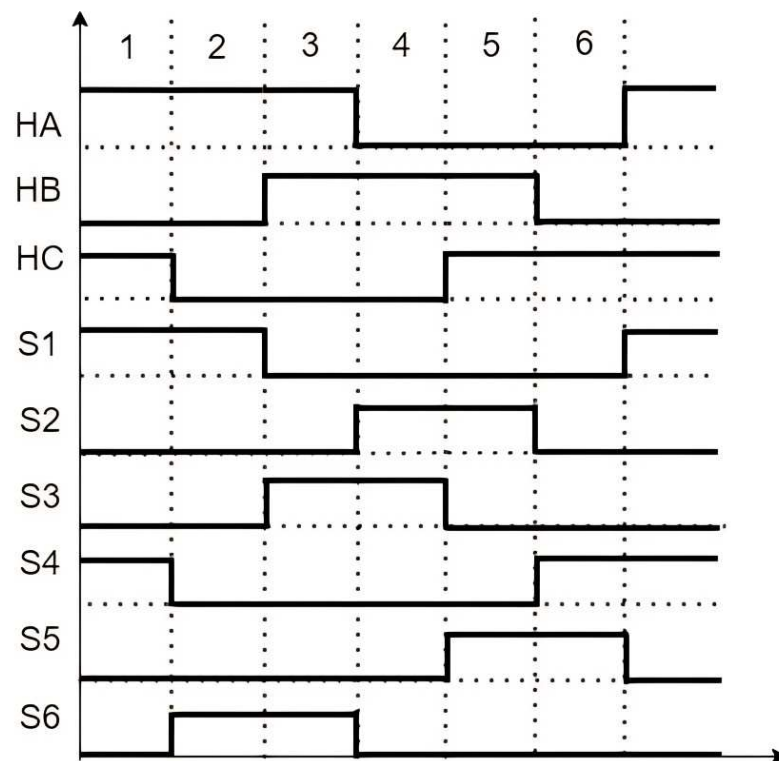
Nas aplicações práticas, no entanto, a comutação pode originar consideráveis flutuações de torque devido à presença da indutância de fase e às tensões finitas do inversor (Chuang et al., 2009).

Nesse contexto, o BLDC possui duas seções distintas de funcionamento: a seção de condução e a seção de comutação. Na seção de condução, quando a posição do rotor é definida, duas fases são ativadas. Já a seção de comutação, por outro lado, representa uma fase transitória que facilita a transição entre a condução atual e a próxima. Essa região é geralmente mais breve quando comparada à extensão da região de condução (Chuang et al., 2009).

Assim, a avaliação das áreas de comutação e condução é realizada de maneira que requer a consideração dos seguintes aspectos ao realizar uma análise detalhada das seções de comutação:

- (a) Despreza-se a resistência das bobinas;
- (b) Assume-se que a tensão induzida possui formato retangular;
- (c) O motor possui dois polos;
- (d) Utilizam-se semicondutores ideais;
- (e) As bobinas do rotor estão conectadas em configuração delta;
- (f) O motor está operando em regime estacionário;
- (g) A sequência de comutação é determinada conforme a Figura 4, onde os sensores hall posicionados no rotor do motor determinam a ativação das chaves;
- (h) As cargas são equilibradas, expressas pela relação:  $i_1 + i_2 + i_3 = 0$ .

Figura 4 – Sequência de comutação do inversor



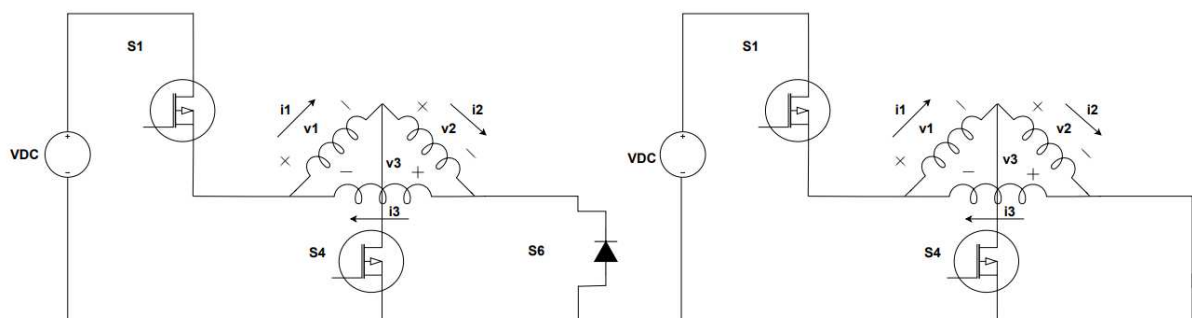
Fonte: Elaborado pela autora (2023).

É importante salientar que as análises dos setores são inspiradas segundo (Maharajan; Xavier, 2019).

### 2.2.1 Setor 1

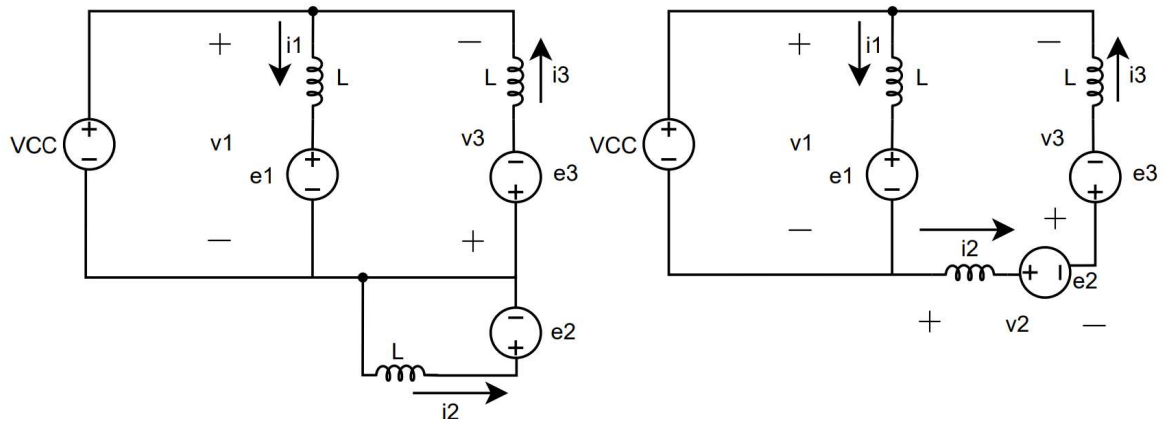
No setor 1A, as chaves S1 e S4 estão em condução, enquanto as demais encontram-se bloqueadas. Além disso, é relevante notar que neste segmento, o comutador demonstra um processo com duas etapas distintas de operação 1A e 1B, respectivamente ilustradas na Figura 5. Adicionalmente, na Figura 6 encontra-se representado o circuito equivalente correspondente.

Figura 5 – Estados do setor 1A e setor 1B



Fonte: Elaborado pela autora.

Figura 6 – Circuito equivalente setor 1A e setor 1B



Fonte: Elaborado pela autora (2023).

Com base nas Figuras 5 e 6, torna-se evidente que nesse estado, as bobinas 1 e 3 recebem energia da fonte, ao passo que a bobina 2 é curto-circuitada, resultando na inversão da corrente nesta bobina. As equações que descrevem o comportamento do setor 1A são formuladas:

$$v_1 = V_{CC} = L_m \frac{di_1}{dt} - \frac{L_m}{2} \frac{di_2}{dt} - \frac{L_m}{2} \frac{di_3}{dt} + e_1 \quad (1)$$

$$v_1 = \frac{3L_m}{2} \frac{di_1}{dt} + e_1 = L \frac{di_1}{dt} + e_1, L = \frac{3L_m}{2} \quad (2)$$

$$V_{CC} - E = L \frac{di_1}{dt} \quad (3)$$

$$v_2 = 0 = L \frac{di_2}{dt} + e_2 \quad (4)$$

$$v_3 = -V_{CC} = L \frac{di_3}{dt} + e_3 \quad (5)$$

No setor 1B, a corrente  $i_2$  torna-se igual a  $i_3$ , resultando no bloqueio do diodo de S6. As equações que representam esse cenário são as seguintes:

$$v_1 = V_{CC} = L \frac{di_1}{dt} + e_1 \quad (6)$$

$$V_{CC} - E = L \frac{di_1}{dt} \quad (7)$$

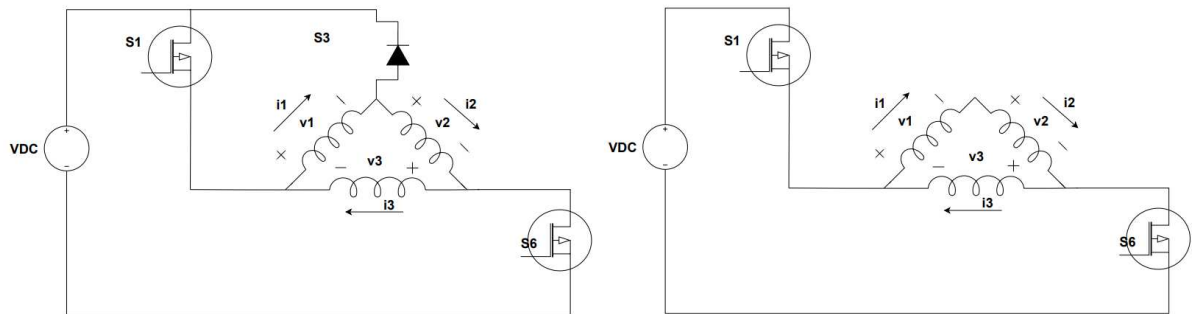
$$v_2 + v_3 = -V_{CC} = L \frac{di_2}{dt} + L \frac{di_3}{dt} + e_2 + e_3 \quad (8)$$

$$i_2 = i_3, -V_{CC} = 2L \frac{di_2}{dt} + e_2 + e_3 \quad (9)$$

## 2.2.2 Setor 2

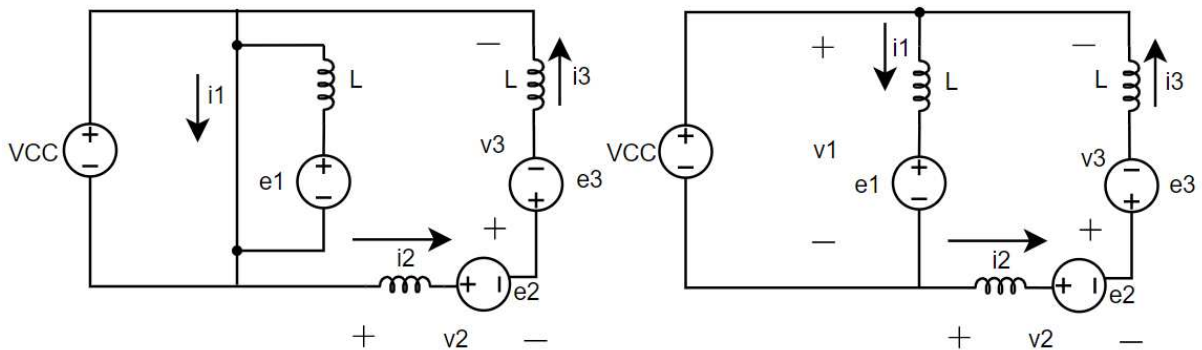
Neste setor, as chaves S1 e S6 estão em condução, enquanto as demais estão bloqueadas. Além disso, o comportamento das duas etapas distintas dentro deste setor é ilustrado na Figura 7, e o seu circuito equivalente é representado na Figura 8.

Figura 7 – Estados do setor 2A e setor 2B



Fonte: Elaborado pela autora.

Figura 8 – Circuito equivalente setor 2A e setor 2B



Fonte: Elaborado pela autora (2023).

Assim, no estado 2A, as bobinas 1 e 3 recebem energia da fonte, enquanto a bobina 1 é curto-circuitada, levando à inversão da corrente nessa bobina. As equações que modelam esse comportamento são expressas da seguinte maneira:

$$v_1 = 0 = L \frac{di_1}{dt} + e_1 \quad (10)$$

$$-E = L \frac{di_1}{dt} \quad (11)$$

$$v_2 = V_{CC} = L \frac{di_2}{dt} + e_2 \quad (12)$$

$$v_3 = -V_{CC} = L \frac{di_3}{dt} + e_3 \quad (13)$$

No setor 2B, a corrente  $i_1$  iguala-se à  $i_2$ , ocasionando o bloqueio do diodo de S3. As equações que descrevem esse cenário são as seguintes:

$$v_1 + v_2 = V_{CC} = L \frac{di_1}{dt} + L \frac{di_2}{dt} + e_1 + e_2 \quad (14)$$

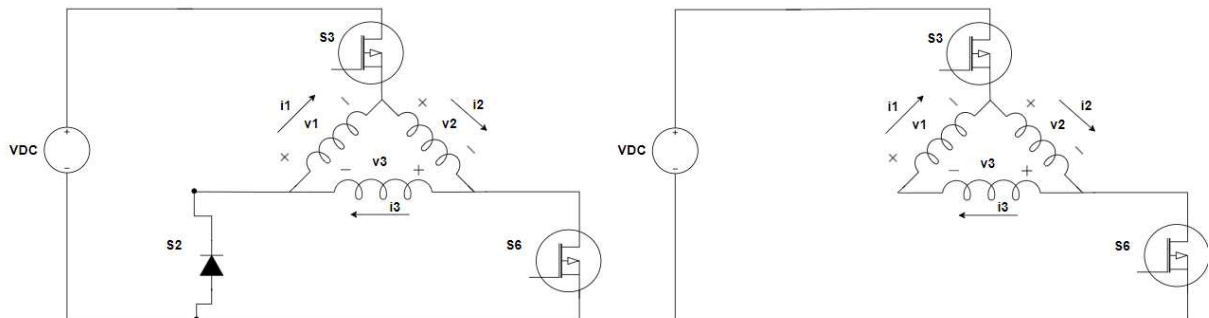
$$i_1 = i_2, V_{CC} = 2L \frac{di_1}{dt} + e_1 + e_2 \quad (15)$$

$$\frac{V_{CC}}{2} - E = L \frac{di_1}{dt} \quad (16)$$

### 2.2.3 Setor 3

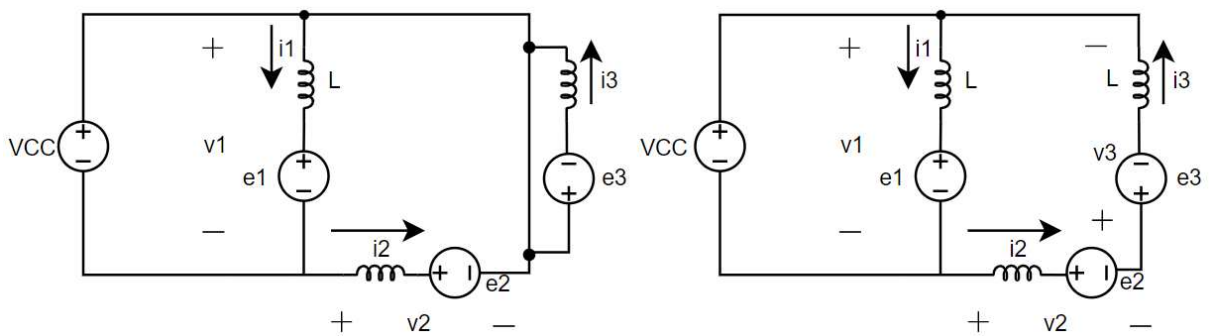
O setor 3A evidencia que as chaves S3 e S6 estão conduzindo, enquanto as demais se encontram bloqueadas. As duas etapas distintas de operação, denominadas 3A e 3B, podem ser observadas conforme ilustrado na Figura 9. Adicionalmente, o circuito equivalente correspondente é representado na Figura 10.

Figura 9 – Estados do setor 3A e setor 3B



Fonte: Elaborado pela autora.

Figura 10 – Circuito equivalente setor 3A e setor 3B



Fonte: Elaborado pela autora (2023).

Dessa maneira, no estado 3A, as bobinas 2 e 1 recebem energia da fonte, enquanto a bobina 3 é curto-circuitada, levando à inversão da corrente nessa bobina.



As equações que modelam esse comportamento são expressas da seguinte maneira:

$$v_1 = -V_{CC} = L \frac{di_1}{dt} + e_1 \quad (17)$$

$$-(V_{CC} + E) = L \frac{di_1}{dt} \quad (18)$$

$$v_2 = V_{CC} = L \frac{di_2}{dt} + e_2 \quad (19)$$

$$v_3 = 0 = L \frac{di_3}{dt} + e_3 \quad (20)$$

No setor 3B, a corrente  $i_1$  iguala-se à  $i_3$ , ocasionando o bloqueio do diodo de S2. As equações que descrevem esse cenário são as seguintes:

$$v_1 + v_3 = -V_{CC} = L \frac{di_1}{dt} + L \frac{di_3}{dt} + e_1 + e_3 \quad (21)$$

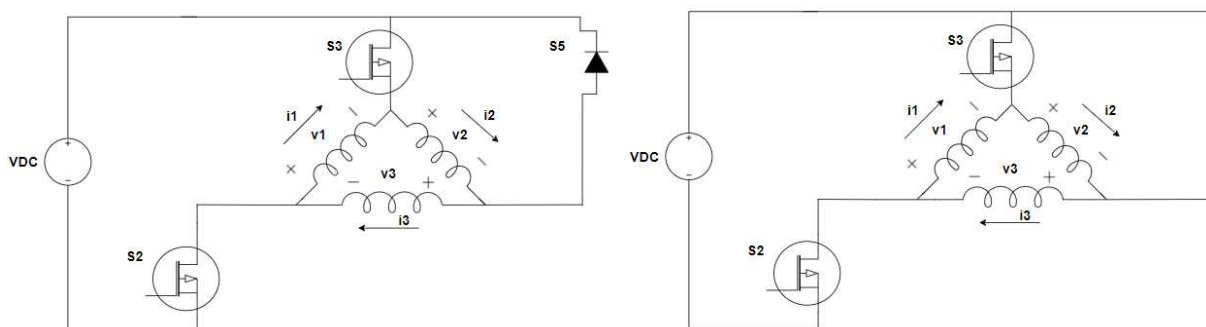
$$i_1 = i_3, -V_{CC} = 2L \frac{di_1}{dt} + e_1 + e_3 \quad (22)$$

$$2E - V_{CC} = L \frac{di_1}{dt} \quad (23)$$

#### 2.2.4 Setor 4

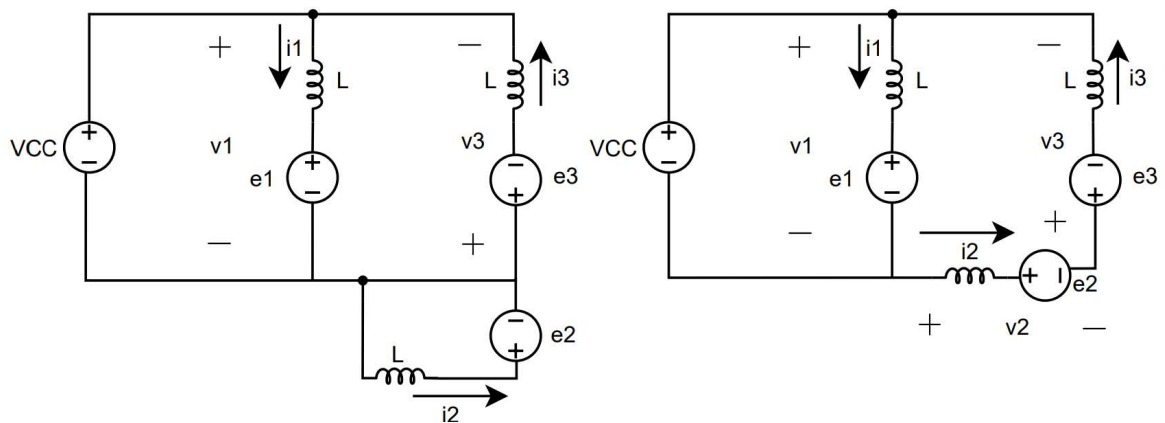
No quarto setor, observa-se que as chaves S3 e S2 estão conduzindo, enquanto as demais estão bloqueadas. Duas fases distintas de operação, identificadas como 4A e 4B, são visíveis, como mostrado na Figura 11. Além disso, o circuito equivalente correspondente é ilustrado na Figura 12.

Figura 11 – Estados do setor 4A e setor 4B



Fonte: Elaborado pela autora.

Figura 12 – Circuito equivalente setor 4A e setor 4B



Fonte: Elaborado pela autora (2023).

Dessa forma, durante o estado 4A, as bobinas 1 e 3 são energizadas pela fonte, enquanto a bobina 2 é sujeita a um curto-circuito, resultando na inversão da corrente nessa bobina. As equações que descrevem esse padrão de funcionamento são formuladas da seguinte maneira:

$$v_1 = -V_{CC} = L \frac{di_1}{dt} + e_1 \quad (24)$$

$$-V_{CC} + E = L \frac{di_1}{dt} \quad (25)$$

$$v_2 = 0 = L \frac{di_2}{dt} + e_2 \quad (26)$$

$$v_3 = V_{CC} = L \frac{di_3}{dt} + e_3 \quad (27)$$

No setor 4B, a corrente  $i_2$  se equipara à  $i_3$ , resultando no bloqueio do diodo de S5. As equações que modelam essa situação são as seguintes:

$$v_1 = -V_{CC} = L \frac{di_1}{dt} + e_1 \quad (28)$$

$$-V_{CC} + E = L \frac{di_1}{dt} \quad (29)$$

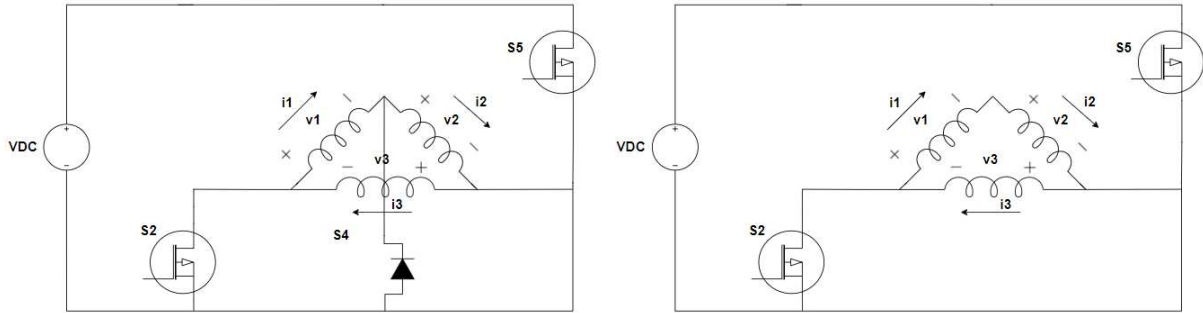
$$v_2 + v_3 = V_{CC} = L \frac{di_2}{dt} + L \frac{di_3}{dt} + e_2 + e_3 \quad (30)$$

$$i_2 = i_3, V_{CC} = 2L \frac{di_2}{dt} + e_2 + e_3 \quad (31)$$

### 2.2.5 Setor 5

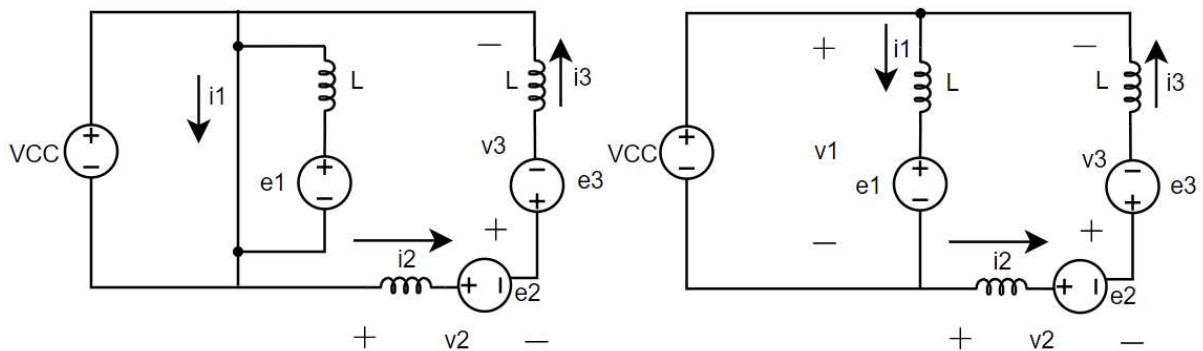
No setor 5, é evidente que as chaves S5 e S2 estão conduzindo, enquanto as demais estão bloqueadas. As duas fases de operação distintas, identificadas como 5A e 5B, estão representadas na Figura 13. Adicionalmente, o circuito equivalente correspondente é representado na Figura 14.

Figura 13 – Estados do setor 5A e setor 5B



Fonte: Elaborado pela autora (2023).

Figura 14 – Circuito equivalente setor 5A e setor 5B



Fonte: Elaborado pela autora (2023).

Sendo assim, durante o estado 5A, as bobinas 2 e 3 são energizadas pela fonte, ao mesmo tempo em que a bobina 1 é submetida a um curto-circuito, resultando na inversão da corrente nessa bobina. As equações que descrevem esse padrão de funcionamento são formuladas da seguinte maneira:

$$v_1 = 0 = L \frac{di_1}{dt} + e_1 \quad (32)$$

$$E = L \frac{di_1}{dt} \quad (33)$$

$$v_2 = -V_{CC} = L \frac{di_2}{dt} + e_2 \quad (34)$$

$$v_3 = V_{CC} = L \frac{di_3}{dt} + e_3 \quad (35)$$

Na seção 5B, a corrente  $i_1$  se equipara à  $i_2$ , resultando no bloqueio do diodo de S4. As equações que representam esse cenário são as seguintes:

$$v_1 + v_2 = -V_{CC} = L \frac{di_1}{dt} + L \frac{di_2}{dt} + e_1 + e_2 \quad (36)$$

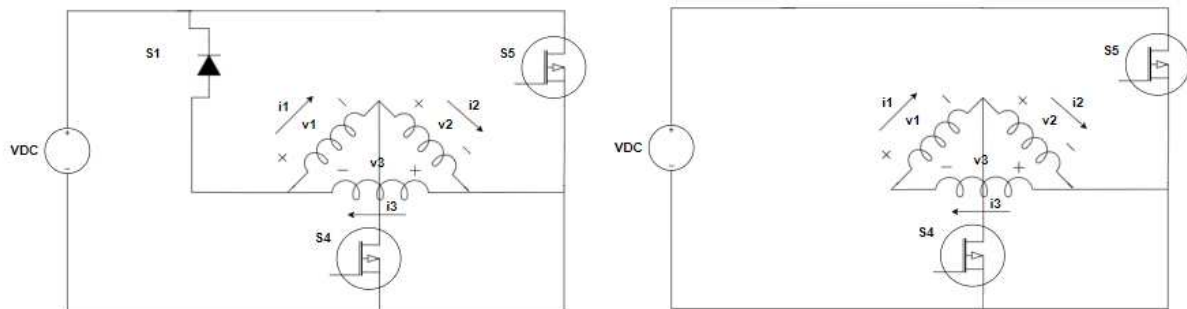
$$i_1 = i_2, -V_{CC} = 2L \frac{di_1}{dt} + e_1 + e_2 \quad (37)$$

$$\frac{-V_{CC}}{2} = L \frac{di_1}{dt} \quad (38)$$

### 2.2.6 Setor 6

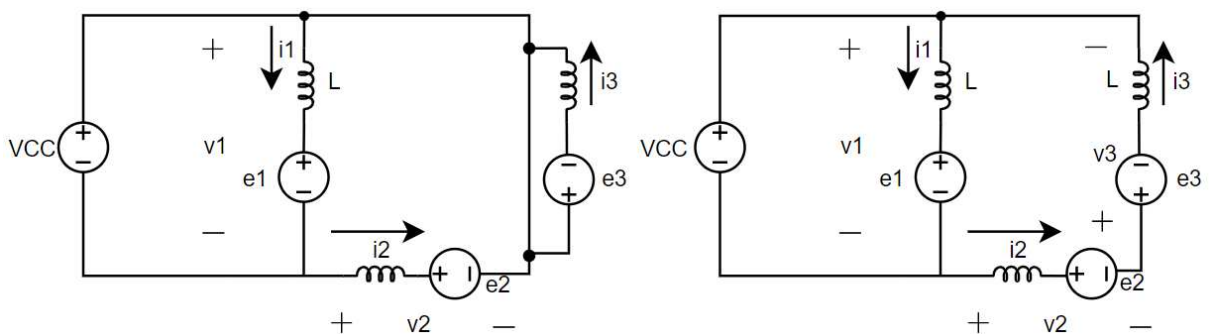
No setor 6, as chaves S5 e S4 estão conduzindo, enquanto as demais estão bloqueadas. As regiões identificadas como 6A e 6B, estão representadas na Figura 32. Adicionalmente, o circuito equivalente correspondente é representado na Figura 16.

Figura 15 – Estados do setor 6A e setor 6B



Fonte: Elaborado pela autora (2023).

Figura 16 – Circuito equivalente setor 6A e setor 6B



Fonte: Elaborado pela autora (2023).

Desse modo, no estado 6A, as bobinas 1 e 2 conduzem, enquanto a bobina 3 é submetida a um curto-circuito, levando à inversão da corrente nessa bobina. As equações que caracterizam esse modo de operação são expressas da seguinte maneira:

$$v_1 = V_{CC} = L \frac{di_1}{dt} + e_1 \quad (39)$$

$$V_{CC} + E = L \frac{di_1}{dt} \quad (40)$$

$$v_2 = -V_{CC} = L \frac{di_2}{dt} + e_2 \quad (41)$$

$$v_3 = 0 = L \frac{di_3}{dt} + e_3 \quad (42)$$

Já no setor 6B, a corrente  $i_1$  iguala-se à  $i_3$ , levando ao bloqueio do diodo de S1. As equações referentes a esse setor são formuladas:

$$v_1 + v_3 = V_{CC} = L \frac{di_1}{dt} + L \frac{di_2}{dt} + e_1 + e_3 \quad (43)$$

$$i_1 = i_3, V_{CC} = 2L \frac{di_1}{dt} + e_1 + e_3 \quad (44)$$

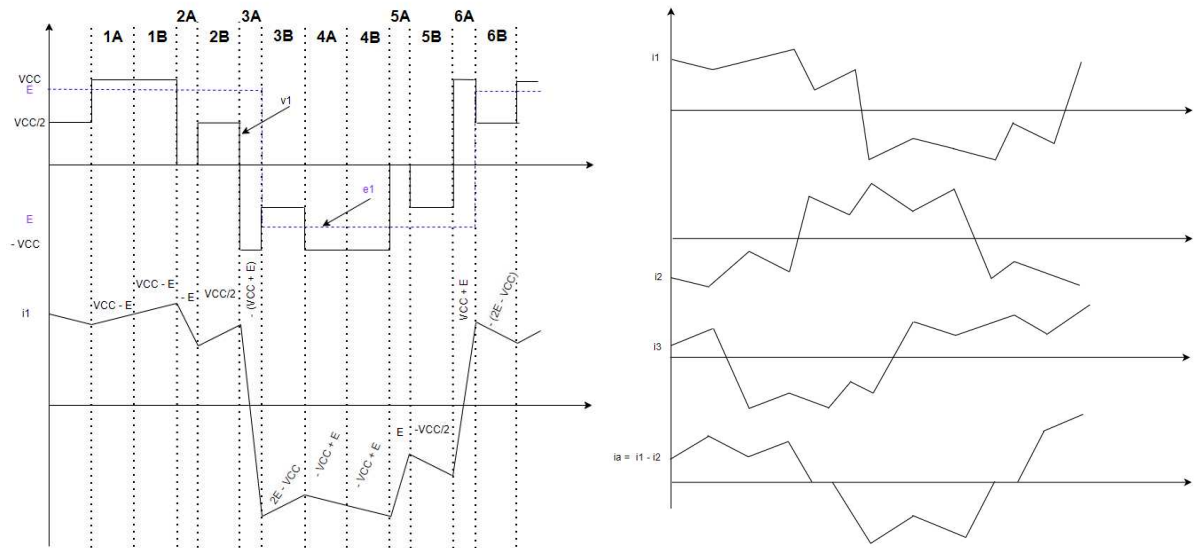
$$-(2E - V_{CC}) = L \frac{di_1}{dt} \quad (45)$$

### 2.2.7 Formas de ondas

Por meio das equações elaboradas anteriormente, é possível obter a representação das formas de ondas de tensão e corrente associadas à bobina 1. Na Figura 17a, é desenhada aproximadamente como seria a forma de onda da tensão induzida  $e_1$  e da corrente  $i_1$ , onde há a indicação dos resultados previamente calculados em relação aos setores correspondentes. Além disso, observa-se que os setores 2A, 3A, 5A, 6A correspondem à comutação (região breve de transição entre a condução atual e a próxima) e é possível visualizar a representação da tensão induzida considerada retangular.

As formas de ondas relacionadas à bobina 2 e 3 compartilham as características da bobina 1, entretanto, estão defasadas em 120 graus uma em relação à outra. Dessa forma, na representação da Figura 17b, observa-se uma aproximação da representação das correntes de fase e da corrente de linha.

Figura 17 – Formas de ondas teóricas



(a) Formas de ondas da bobina 1

(b) Correntes de fase e de linha

Fonte: Elaborado pela autora (2023).

Assim, encerra-se a análise teórica das etapas de comutação e condução, chegando à representação da aproximação das formas de ondas como conclusão.

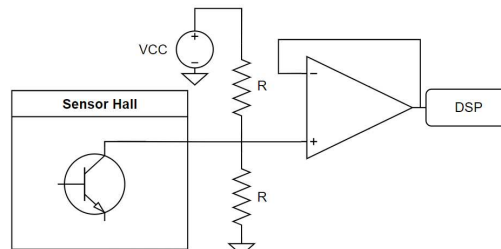
### 3 MATERIAIS E MÉTODOS

O capítulo a seguir aborda uma sequência de etapas do projeto. Inicialmente, destaca-se o planejamento e a implementação do condicionamento dos sinais provenientes do sensor hall. Em seguida, serão discutidos o planejamento do circuito de comando e o inversor designados para operar esse motor, além da apresentação da abordagem dos métodos de acionamento empregados.

#### 3.1 CIRCUITO CONDICIONADOR DE SINAL

Em uma situação ideal, o amplificador operacional possui uma resistência de entrada infinita e uma resistência de saída igual a zero. Nesse contexto, o circuito desenvolvido para processar os sinais provenientes dos sensores hall do motor mantém o foco na utilização do amplificador operacional visando a proteção do microcontrolador. Sendo assim, essa abordagem permite a operação independente de ambos os lados, conforme ilustrado na Figura 18.

Figura 18 – Configuração ideal do circuito condicionador de sinal

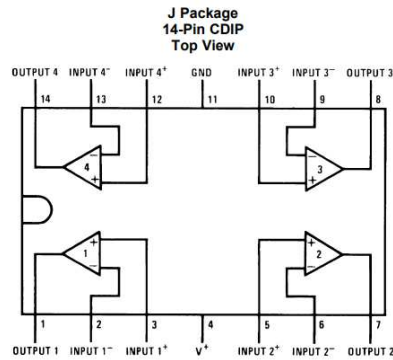


Fonte: Elaborado pela autora (2023).

A Figura 18 apresenta a saída do sensor hall representando a configuração em modo coletor aberto. Além disso, a entrada do sinal passa por um divisor de tensão para atingir uma tensão de saída de 2.5V, assegurando, por fim, a chegada de maneira adequada do sinal ao DSP.

Portanto, para o projeto físico desse circuito optou-se pelo amplificador operacional LM324 devido à sua natureza de uso geral, baixo custo e facilidade de implementação, visto que incorpora um conjunto de quatro amplificadores em um único componente. Outra vantagem do LM324 é a necessidade de apenas uma fonte de alimentação de 5V para sua operação. As conexões foram estabelecidas conforme as informações fornecidas no datasheet, conforme referenciado na Figura 19, e detalhes específicos sobre o componente que podem ser consultados na Tabela 1.

Figura 19 – Pinos LM324



Fonte: Texas Instruments (2023).

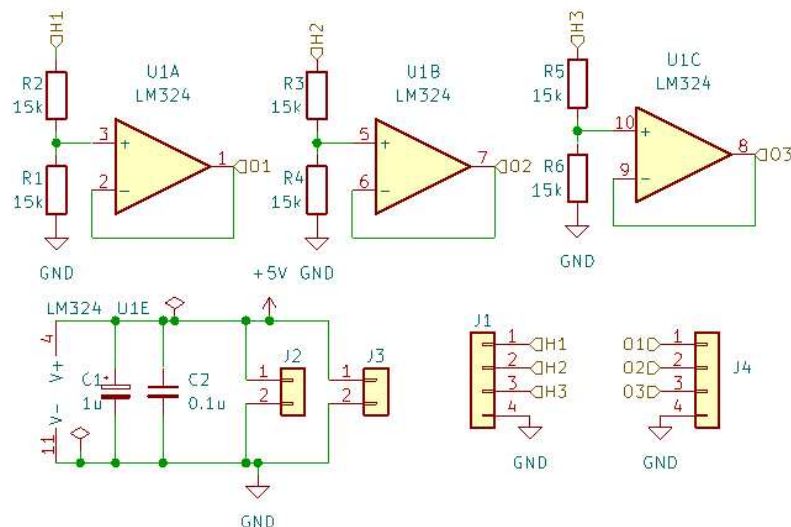
Tabela 1 – Especificações do LM324

	Mínimo	Máximo
Tensão de alimentação (V+)	3 V	32 V
Tensão de entrada Diferencial	-	32 V
Tensão de entrada	- 0.3 V	32 V
Banda de passagem	-	1 MHz
Corrente de entrada (VIN < -0.3 V)	-	50 mA
Temperatura de armazenamento	- 65°C	150°C

Fonte: Elaborado pela autora (2023).

Dessa maneira, na representação esquemática do circuito presente na Figura 20, é possível observar como o LM324 é empregado para o processamento do sinal proveniente do hall. Além disso, é possível observar a implementação do divisor de tensão para limitar a tensão de saída destinada ao DSP e os capacitores para filtrar a alimentação do circuito.

Figura 20 – Esquemático elétrico do circuito condicionador de sinal



Fonte: Elaborado pela autora (2023).



Para consultar os componentes utilizados, é possível conferir a Tabela 2.

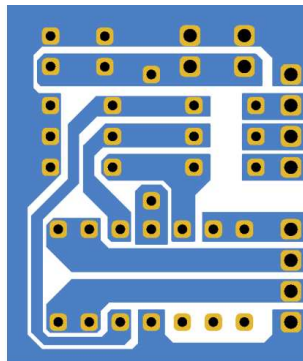
Tabela 2 – Componentes do circuito condicionador de sinal

Componente	Descrição	Quantidade
Resistor	15 k $\Omega$ , 0.25 W	6
LM324	Amplificador operacional	1
Conector fêmea	250V (AC/DC), 1 A	2
Conector macho	250V (AC/DC), 1 A	2
Capacitor	1 $\mu$ F, 35V	1
Capacitor	0.1 $\mu$ F, 35V	1

Fonte: Elaborado pela autora (2023).

Para o projeto da placa de circuito impresso (PCB), foi empregado o software KiCad, a fim de criar esquemáticos, fazer o layout da placa e gerar arquivos para a fabricação. No estágio inicial de elaboração da placa, havia a necessidade de aprimorar o aproveitamento do espaço e a disposição dos componentes no layout. Sendo assim, realizou-se uma otimização que resultou no arranjo ilustrado na Figura 21.

Figura 21 – Layout do circuito condicionador de sinal



Fonte: Elaborado pela autora (2023).

Para aprimorar a compacidade do circuito, além do rearranjo dos componentes, foi benéfica à incorporação de um jumper (para fazer a ligação de uma trilha distante a outra), e a aplicação da ferramenta de polígonos na camada de cobre para facilitar a soldagem dos componentes.

### 3.2 CIRCUITO DRIVER

O IR2113, componente fundamental do circuito de comando, é um controlador de alta-tensão e alta velocidade para Transistores de Efeito de Campo Metal-Óxido-Semicondutor (MOSFETs) e IGBTs com canais de saída independentes para a chave superior e inferior. Possui duas fontes de alimentação, VDD e VCC, onde VDD está relacionado à tensão de alimentação lógica, enquanto VCC está associado à tensão de alimentação inferior (Vlad et al., 2023).

Além disso, VSS atua como o ponto de aterramento lógico, enquanto COM é o retorno do lado inferior, funcionando essencialmente como a conexão de aterramento para a unidade do lado inferior. Embora VSS e COM não estejam internamente conectados, é crucial conectá-los ao terra. Já o VS é o retorno de tensão de alimentação flutuante do lado superior. Em nível alto, o nível de HO é equivalente ao nível de VB em relação a VS. Em contrapartida, em nível baixo, o nível de HO iguala-se ao VS, efetivamente zero em relação a VS (Vlad et al., 2023).

As entradas HIN e LIN, estão relacionadas ao lado superior e inferior, respectivamente, e as saídas são obtidas pelos pinos HO e LO. Quando em nível alto, LO atinge o mesmo nível de VCC, relativo a VSS, efetivamente aterrado. Em contraste, em nível baixo, LO atinge o mesmo nível de VSS, relativo a VSS, efetivamente zero (Vlad et al., 2023).

Dessa maneira, o pino SD desempenha a função de controle de parada. Quando este pino está em nível baixo, o IR2113 está habilitado, indicando que a função de parada está desabilitada. Por outro lado, quando o pino está em nível alto, as saídas são desligadas, resultando na desativação da operação do IR2113 (Vlad et al., 2023).

Na Tabela 3, é possível conferir as informações técnicas do IR2113 retiradas de seu datasheet.

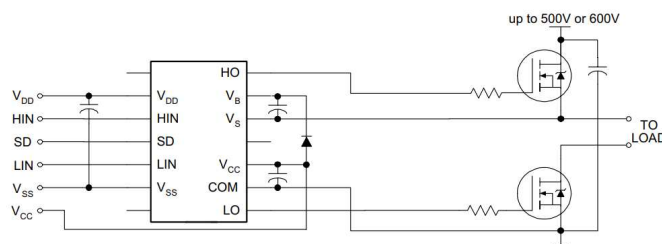
Tabela 3 – Especificações do IR2113

	Mínimo	Máximo
Canal flutuante projetado para operação bootstrap	-	600 V
Corrente de saída	-	2 A
Faixa de alimentação para acionamento do gatilho	10V	20 V
Alimentação lógica	3.3 V	20 V
Atraso de propagação de ativação	-	150 ns
Atraso de propagação de desligamento	-	125 ns
Tempo de subida de ativação	-	35 ns
Tempo de queda de desligamento	-	25 ns

Fonte: Elaborado pela autora (2023).

As conexões dispostas no circuito meia-ponte foram organizadas conforme as instruções fornecidas na folha de dados do dispositivo, conforme ilustrado na Figura 22.

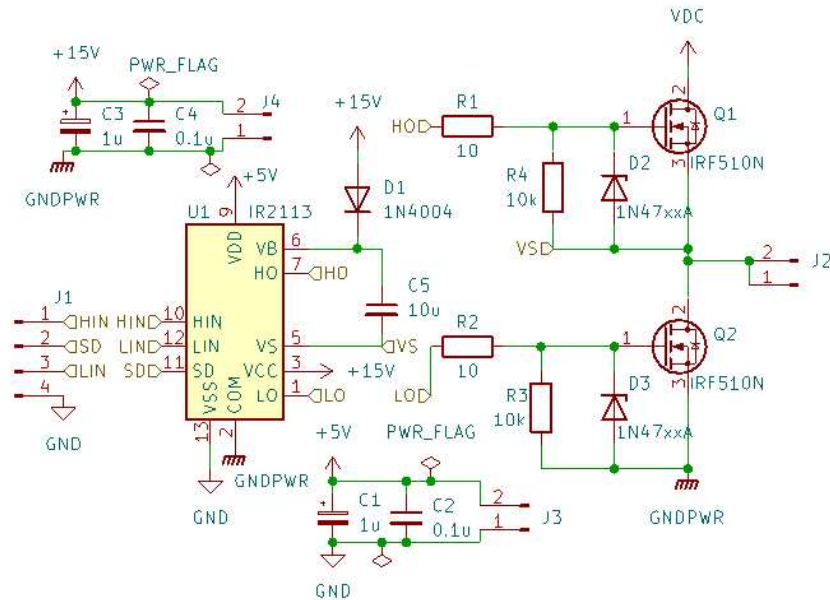
Figura 22 – Conexões recomendadas IR2113



Fonte: Infineon Technologies (2019).

Assim, a Figura 23 ilustra o diagrama elétrico do circuito meia-ponte correspondente a cada fase do motor. É evidente a utilização do driver IR2113, bem como a aplicação da técnica bootstrap.

Figura 23 – Esquemático elétrico do driver por fase



Fonte: Elaborado pela autora (2023).

Por fim, capacitores de filtro são introduzidos nas fontes de tensão. Esses capacitores estabelecem uma via de baixa impedância para correntes de alta frequência, as quais podem perturbar a operação dos dispositivos.

A Tabela 4 dispõe dos componentes usados no projeto do circuito para todas as fases do motor.

Tabela 4 – Componentes do circuito driver

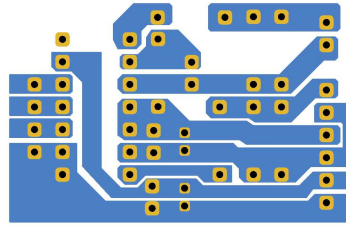
Componente	Descrição	Quantidade
Resistor	10 k $\Omega$ , 0.25 W	6
Resistor	10 $\Omega$ , 0.25 W	6
IR2113	Driver	3
1N4744A	15V, 1W	6
1N4004	400V, 1A	3
Conector fêmea	250V, 1 A	3
Conector macho	250V, 1 A	3
Capacitor	1 $\mu$ F, 35V	6
Capacitor	0.1 $\mu$ F, 35V	6
Capacitor	10 $\mu$ F, 35V	3

Fonte: Elaborado pela autora (2023).

Para o design do layout da PCB, foi elaborado um arranjo otimizado para atender melhor à aplicação, onde a parte de potência está localizada em outra placa. O

design é apresentado na Figura 24.

Figura 24 – Layout circuito de comando



Fonte: Elaborado pela autora (2023).

### 3.3 INVERSOR

No processo de elaboração do inversor, optou-se pelo emprego do MOSFET K1904, um componente especializado em aplicações de comutação ultrarrápida, para desempenhar a função das chaves. Suas informações relevantes se encontram na Tabela 5. Adicionalmente, foram incorporados capacitores de filtro para estabilizar a tensão de alimentação desses MOSFETs. A fim de otimizar a eficiência do sistema, foi implementado um conversor step up, eliminando a necessidade de duas fontes para o circuito driver, especialmente projetado para integrar-se à placa de potência.

Tabela 5 – Especificações do MOSFET K1904

	Mínimo	Máximo
Tensão Dreno-Fonte	-	100 V
Tensão Gatilho-Fonte	-15 V	15 V
Corrente de Dreno (DC)	-	10 A
Atraso de Ativação	-	13 ns
Tempo de Subida	-	22 ns
Atraso de Desativação	-	80 ns
Tempo de Descida	-	55 ns

Fonte: Elaborado pelo autora (2023).

Dessa maneira, a Tabela 6 apresenta os componentes utilizados no projeto do inversor.

Tabela 6 – Componentes do inversor

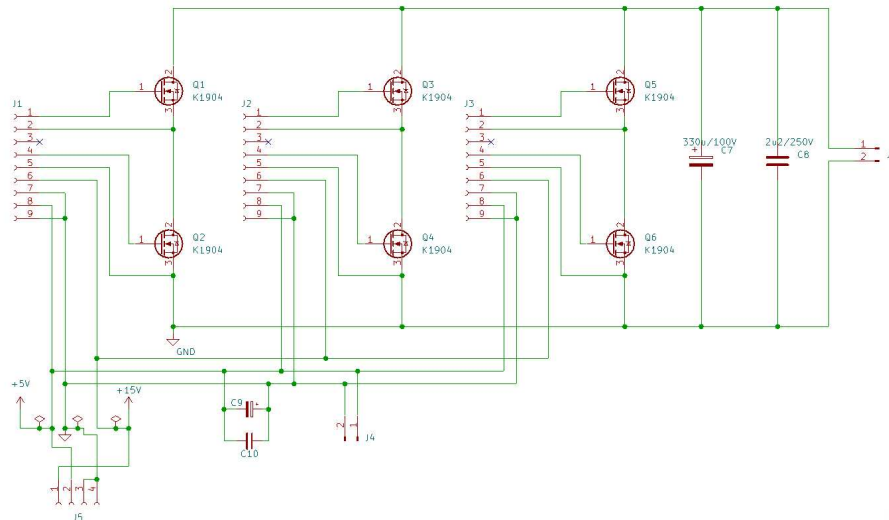
Componente	Descrição	Quantidade
K1904	100V, 10A	6
Conector fêmea	250V, 1 A	4
Conector macho	250V, 1 A	1
Conector borne	300V, 10 A	1
Capacitor	330 $\mu$ F, 100V	1
Capacitor	0.1 $\mu$ F, 35V	9
Capacitor	10 $\mu$ F, 35V	3
Capacitor	2 $\mu$ 2F, 250V	3

Fonte: Elaborado pela autora (2023).

Além disso, o diagrama elétrico do inversor está representado na Figura 25,

onde é possível visualizar a implementação dos capacitores de filtro, a disposição das placas do driver nos conectores, bem como as conexões para o conversor de tensão.

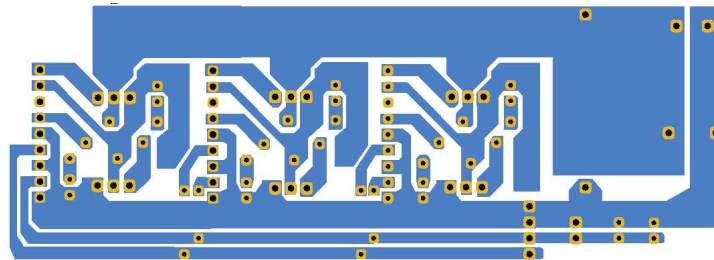
Figura 25 – Esquemático do inversor



Fonte: Elaborado pela autora (2023).

Por fim, a representação do layout da PCB do inversor está apresentada na Figura 26.

Figura 26 – Layout do inversor



Fonte: Elaborado pela autora (2023).

Dessa maneira, o layout da placa foi projetado de modo a facilitar o posicionamento dos dissipadores de calor para os MOSFETs, caso haja necessidade de utilizá-los. Além disso, são dispostos barramentos de tensão que alimentam os componentes, juntamente com um conector que se estende da placa para alimentar o circuito condicionador de sinal.

### 3.4 MÉTODOS DE ACIONAMENTO

Num primeiro momento, visando propósitos experimentais, o método convencional foi implementado no DSP TMS320F28027, no qual ambas as chaves são mantidas em estado alto (por 120 graus) conforme o setor correspondente, demonstrado

no Código 3.4.1.

Listing 3.4.1 – Código em C do método convencional

```

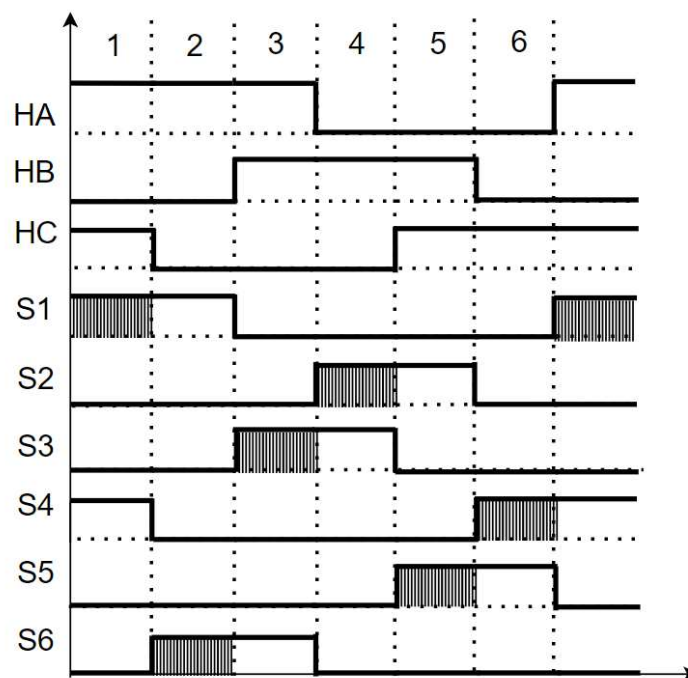
1 void vector_seq(void)
2 {
3     switch(vector){
4     case 0B101: //Setor 1
5         GpioDataRegs.GPASET.bit.GPIO0 = 1;
6         GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO1 = 1;
7         GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO2 = 1;
8         GpioDataRegs.GPASET.bit.GPIO3 = 1;
9         GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO4 = 1;
10        GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO5 = 1;
11        break;
12    case 0B100://setor 2
13        GpioDataRegs.GPASET.bit.GPIO0 = 1;
14        GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO1 = 1;
15        GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO2 = 1;
16        GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO3 = 1;
17        GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO4 = 1;
18        GpioDataRegs.GPASET.bit.GPIO5 = 1;
19        break;
20    // Outros setores implementados...
21    }

```

Fonte: Elaborado pela autora (2023).

Posteriormente, o método PWM unipolar empregado ativa as chaves associadas aos setores, onde uma chave recebe sinal PWM e a outra recebe um nível alto. Os 120 graus de condução de cada chave são distribuídos em 60 graus com PWM e 60 graus em nível alto, conforme a Figura 27.

Figura 27 – Método PWM unipolar



Fonte: Elaborado pela autora (2023).

Assim, o código de acionamento envolve alternar entre o nível alto e o sinal PWM nas chaves correspondentes, como demonstrado no Código 3.4.2.

Listing 3.4.2 – Código em C do método PWM unipolar

```
1 void vector_seq(void)
2 {
3     switch(vector){
4         case OB101: //Setor 1
5             EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA = DUTY;
6             EPwm1Regs.CMPB = 0;
7             EPwm2Regs.CMPA.half.CMPA = 0;
8             EPwm2Regs.CMPB = PERIOD;
9             EPwm3Regs.CMPA.half.CMPA = 0;
10            EPwm3Regs.CMPB = 0;
11            break;
12
13         case OB100: //Setor 2
14             EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA = PERIOD;
15             EPwm1Regs.CMPB = 0;
16             EPwm2Regs.CMPA.half.CMPA = 0;
17             EPwm2Regs.CMPB = 0;
18             EPwm3Regs.CMPA.half.CMPA = 0;
19             EPwm3Regs.CMPB = DUTY;
20            break;
21            // Outros setores implementados...
22        }
23    }
```

Fonte: Elaborado pela autora (2023).

Assim, ambos os métodos de acionamento são utilizados para assegurar o funcionamento adequado do inversor no controle do BLDC.

## 4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

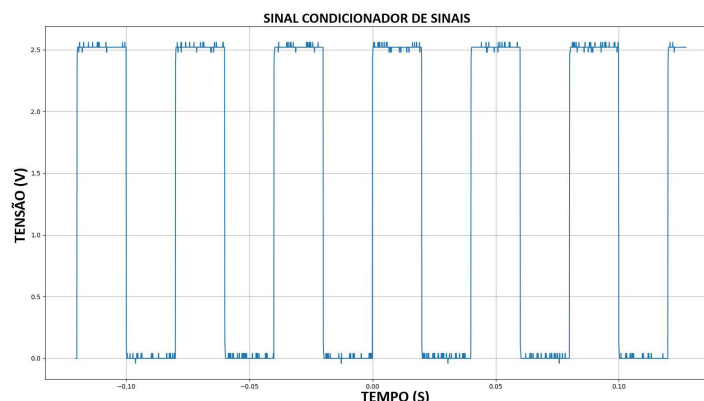
Nesta seção, são apresentados os resultados obtidos a partir das análises conduzidas no âmbito deste trabalho.

### 4.1 ENSAIO CONDICIONADOR DE SINAL

Para assegurar o correto funcionamento da PCB, são necessários testes que evidenciem a sua operação adequada. Dessa forma, o procedimento de teste na placa do circuito hall envolve aplicar uma onda quadrada com amplitude de 5V para simular a saída de cada sensor hall do motor. Nesse processo, é essencial configurar o gerador de sinais com uma frequência compatível com a faixa de operação do LM324 e garantir que a forma de onda não tenha nenhum deslocamento (offset), além de ajustar a tensão de pico para o valor desejado.

Nesse processo de teste, foi utilizada uma fonte fornecendo 5V. Após conectar o gerador de sinais aos pinos de entrada do circuito, cada saída foi testada separadamente, verificando o sinal e sua tensão por meio de um osciloscópio posicionado nas três saídas para garantir sua conformidade com o valor previsto de 2.5V. Na Figura 28, é possível observar que a amplitude da tensão constatou-se conforme o planejado.

Figura 28 – Resultado circuito condicionador de sinais



Fonte: Elaborado pela autora.

### 4.2 ENSAIO PLACA DE COMANDO

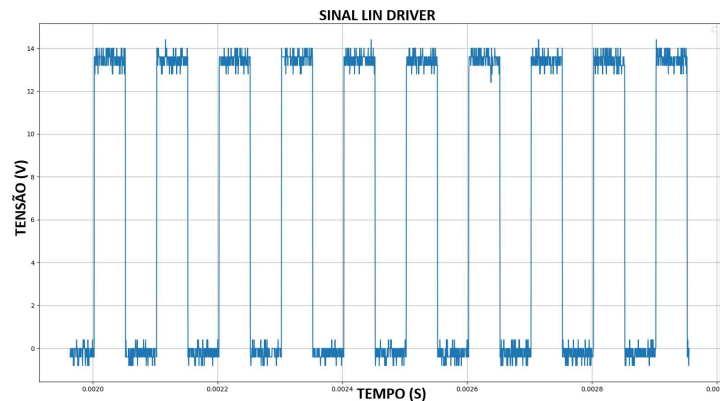
Após a fabricação das placas e a soldagem dos componentes, foram realizados testes para garantir o funcionamento adequado. Na placa de comando, os testes foram conduzidos para verificar a correta saída do sinal direcionado aos MOSFETs. Utilizando



um gerador de sinais, uma onda quadrada de 3.3V foi aplicada no terminal LIN do IR2113 e, em seguida, o terminal LO foi medido com um osciloscópio para verificar a precisão do sinal, incluindo sua amplitude de 15V.

Da mesma forma, foram realizados testes para assegurar a precisão do sinal de saída proveniente da entrada HIN. Isso inclui a necessidade de fornecer a carga do capacitor para atender à tensão de acionamento do MOSFET, resultando na ligação do VS ao terra. Na Figura 29 é possível observar o resultado do teste em LIN.

Figura 29 – Resultado circuito driver

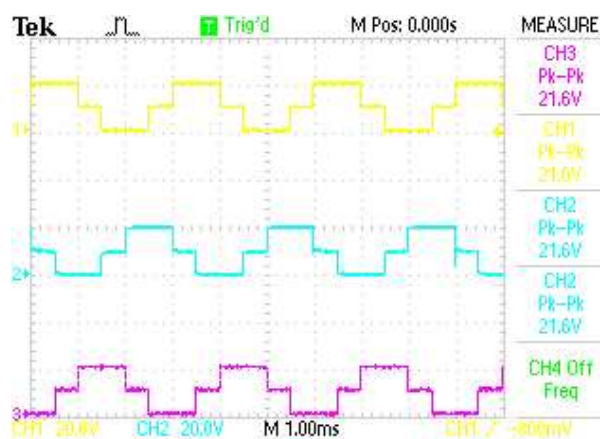


Fonte: Elaborado pela autora (2023).

### 4.3 ENSAIO INVERSOR

Para a validação da funcionalidade do inversor foi necessário a implementação de um contador no DSP, responsável por acionar os estados de comutação através da estrutura switch case. Desse modo, foi introduzida uma carga para verificar as formas de ondas que estavam sendo fornecidas às fases do motor, utilizando um osciloscópio, as formas de ondas de saída do inversor estão ilustradas na Figura 30.

Figura 30 – Tensões de saída inversor



Fonte: Elaborado pela autora (2023).

Ao constatar que as três tensões estão devidamente defasadas em 120 graus, conclui-se que o inversor está adequadamente preparado para ser integrado ao sistema de acionamento.

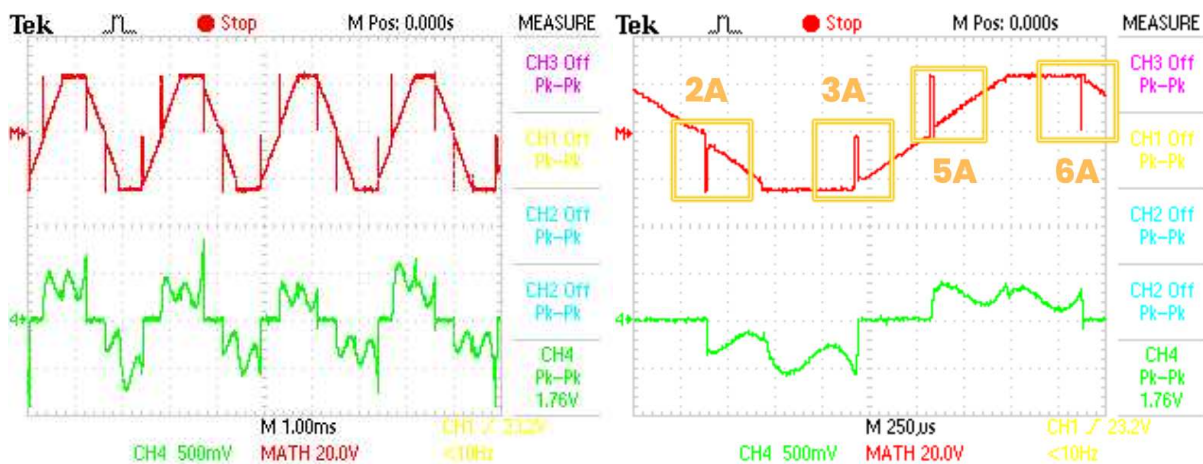
#### 4.4 ENSAIO A VAZIO

Nesta seção, são conduzidos dois ensaios sem carga em malha aberta utilizando diferentes modos de acionamento. Um dos testes emprega o método de acionamento convencional, enquanto o outro aplica o método PWM trapezoidal unipolar.

##### 4.4.1 Acionamento convencional

Neste experimento, a integração do sistema de acionamento ao motor foi realizada, elevando manualmente a tensão de operação para 24 V, sendo a tensão nominal. O código de acionamento utilizado segue o padrão convencional, onde as chaves correspondentes à condução de cada setor são configuradas em nível alto. Dessa forma, os resultados desse procedimento estão representados na Figura 31, na qual é possível visualizar as formas de ondas da tensão induzida e da corrente na fase B.

Figura 31 – Formas de ondas da fase B



(a) Tensão induzida e corrente da fase B

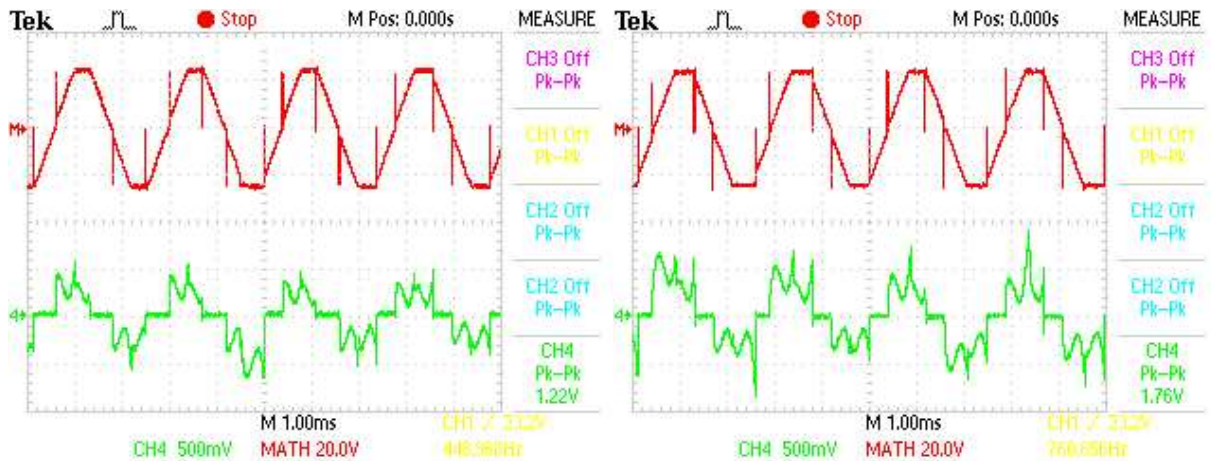
(b) Picos de tensão na tensão induzida

Fonte: Elaborado pela autora (2023).

Nessa análise, torna-se evidente a presença de pulsos de tensão (relacionados à ondulação de torque), na forma de onda induzida, atribuídos às seções de comutação. Os picos identificados na Figura 31b estão associados às seções 2A, 3A, 5A e 6A, coincidindo exatamente com as seções de comutação previamente deduzidas. Embora tenham sido consideradas simplificações para facilitar a análise, essas considerações detalham os pontos de comutação que impactam as formas de ondas correspondentes ao funcionamento do motor.

As demais fases exibem padrão semelhante, evidenciando picos de tensão durante as etapas de comutação, conforme a Figura 32.

Figura 32 – Formas de ondas da fase A e C



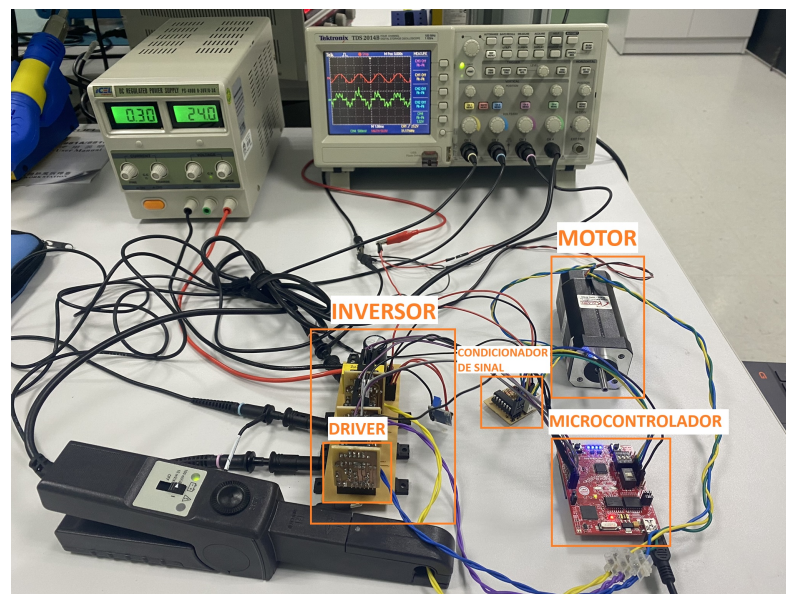
(a) Tensão induzida e corrente da fase A

(b) Tensão induzida e corrente da fase C

Fonte: Elaborado pela autora (2023).

Na Figura 33, é documentado o teste realizado com o método de acionamento convencional no motor, no qual o sistema de acionamento opera de maneira consistente.

Figura 33 – Ensaio acionamento convencional



Fonte: Elaborado pela autora (2023).

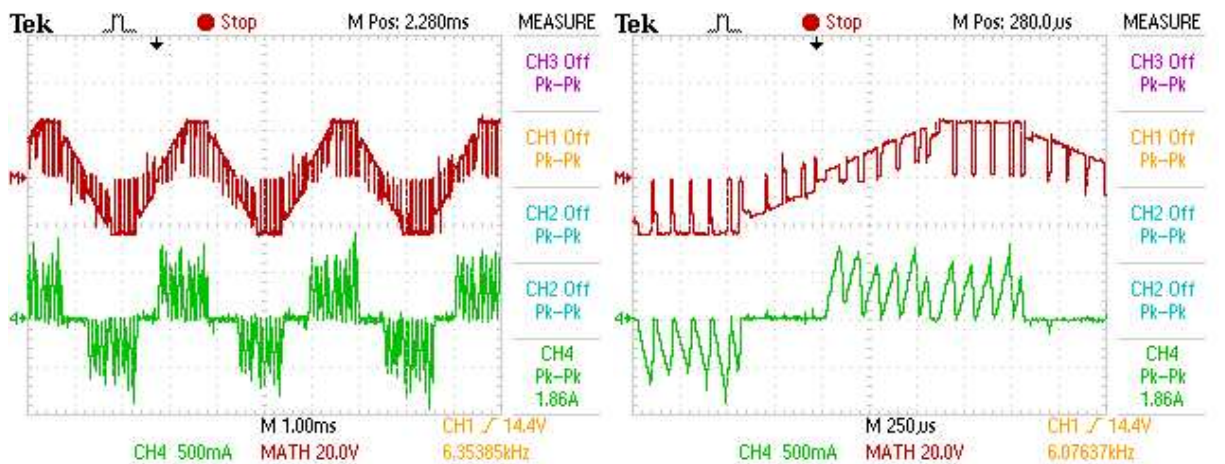
#### 4.4.2 Acionamento PWM unipolar

Na realização deste teste, o método de acionamento é configurado de maneira que uma chave é controlada por PWM, enquanto a outra chave correspondente ao acionamento do setor é mantida em nível alto. Este método de acionamento possibilita

o controle da velocidade sem a exigência de ajustes na tensão. Nesse caso, a razão cíclica define qual a tensão será entregue ao motor e regula, conseqüentemente, a velocidade. Tal abordagem viabiliza que, mesmo sob alimentação nominal, o motor opere em baixa rotação.

Os ensaios práticos envolveram a obtenção das formas de ondas para a razão cíclica de 75%, 50% e 25%, representados nas Figuras 34,35 e 36 respectivamente. Dessa maneira, a razão cíclica máxima está diretamente ligada à velocidade máxima para a tensão nominal de 24V do motor.

Figura 34 – Formas de ondas da fase B com 75% de razão cíclica

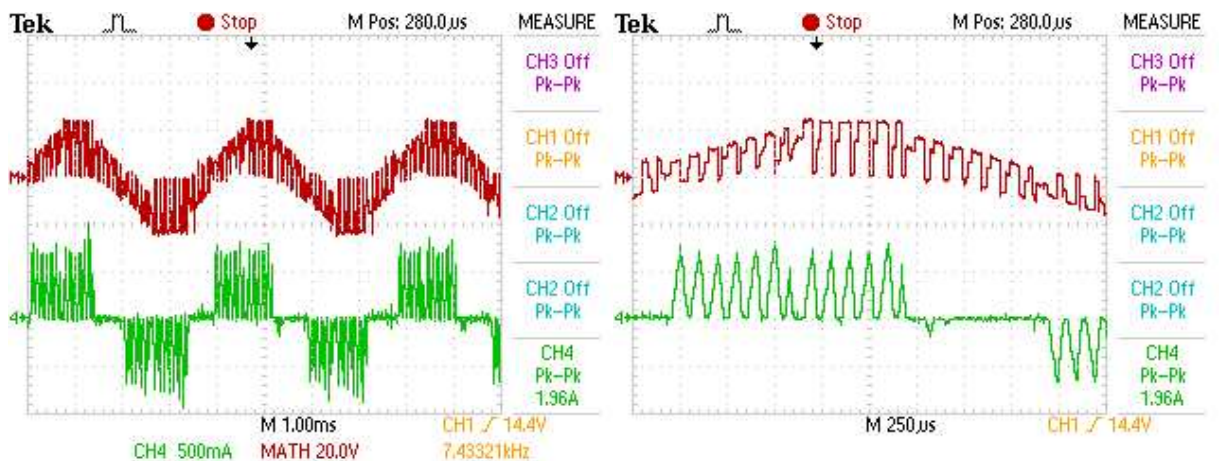


(a) Tensão induzida e corrente da fase B

(b) Tensão induzida e corrente da fase B amplificada

Fonte: Elaborado pela autora (2023).

Figura 35 – Formas de ondas da fase B com 50% de razão cíclica



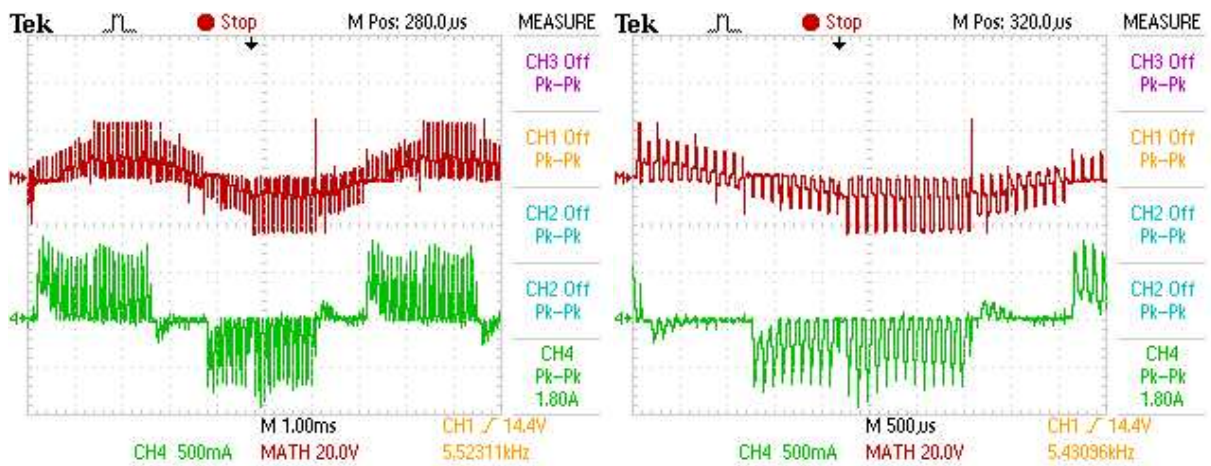
(a) Tensão induzida e corrente da fase B

(b) Tensão induzida e corrente da fase B amplificada

Fonte: Elaborado pela autora (2023).

Na Figura 37, ilustra-se a realização dos testes para a aquisição das formas de ondas.

Figura 36 – Formas de ondas da fase B com 25% de razão cíclica

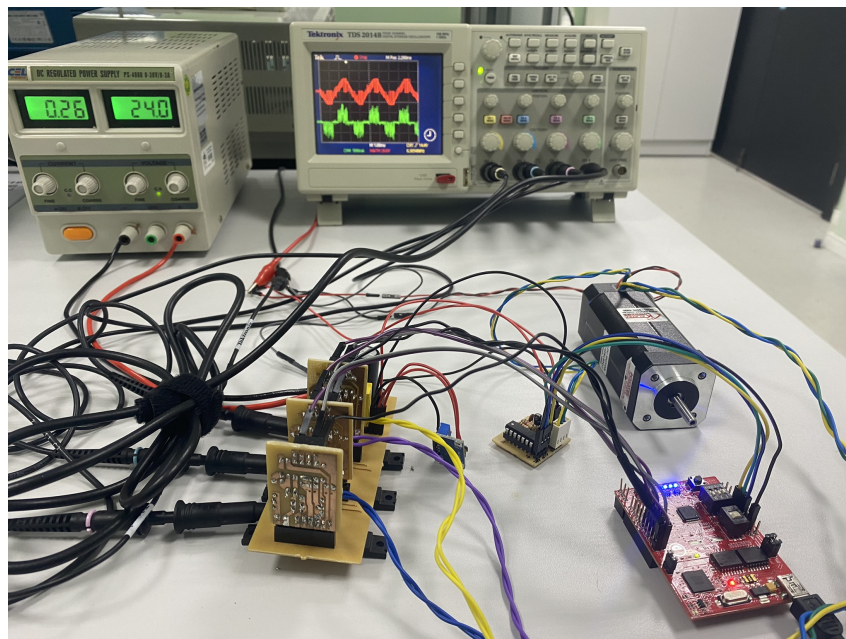


(a) Tensão induzida e corrente da fase B

(b) Tensão induzida e corrente da fase B amplificada

Fonte: Elaborado pela autora (2023).

Figura 37 – Ensaio acionamento PWM unipolar



Fonte: Elaborado pela autora (2023).

Desse modo, conclui-se que é possível observar ondulações de corrente no acionamento com PWM, devido à comutação rápida das chaves, corroborando com a teoria anteriormente descrita.

## 5 CONCLUSÕES

Este estudo abordou a implementação do sistema de acionamento de um motor eletronicamente comutado, destacando os setores de comutação e condução. Para conduzir essa análise, foram contemplados tanto o método de acionamento convencional quanto o PWM trapezoidal unipolar. Onde, a partir do método convencional, visou-se comparar a teoria e a prática por meio de equações simplificadas formuladas e experimentos práticos.

O processo de construção do projeto envolveu diversas etapas. Inicialmente, houve a seleção dos componentes das placas, seguida pelo design detalhado das placas de circuito. Posteriormente, os componentes foram soldados e, em seguida, foram realizados testes para validar o funcionamento adequado do sistema.

Na análise das formas de onda, torna-se evidente a presença de pulsos de tensão na forma de onda induzida, atribuídos às seções de comutação que estão associados às seções 2A, 3A, 5A e 6A, coincidindo exatamente com as seções de comutação deduzidas.

Portanto, os resultados evidenciam a concordância entre a formulação teórica simplificada e os aspectos práticos na implementação do sistema de acionamento do motor eletronicamente comutado. Dessa forma, os resultados alcançados estabelecem um ponto de partida para trabalhos subseqüentes, ressaltando a relevância de explorar diversas abordagens com o intuito de aprimorar a eficiência e o desempenho desse sistema.

Com base nos resultados obtidos, como sugestão para futuros trabalhos, propõe-se a análise da influência da frequência de comutação na temperatura do motor. Além disso, recomenda-se a implementação de outro método de acionamento, como o PWM bipolar, para aprofundar a compreensão sobre os diferentes tipos de acionamento e seu impacto na ondulação de torque. Essa abordagem permitiria uma investigação mais abrangente e uma comparação mais detalhada dos efeitos dos métodos de acionamento.

## REFERÊNCIAS

- CHAPMAN, S. J. **Fundamentos de máquinas elétricas**. 5. ed. Porto Alegre: AMGH Editora Ltd, 2013.
- CHUANG, H. S.; KE, Y.-L.; CHUANG, Y. C. Analysis of commutation torque ripple using different pwm modes in bldc motors. *In: Proceedings* of the 2009 IEEE INDUSTRIAL COMMERCIAL POWER SYSTEMS TECHNICAL CONFERENCE, CALGARY, AB, CANADA. p. 1–6, 2009. Acesso em: 11 ago. 2023.
- GIERAS, J. **Permanent magnet motor technology: design and applications**. 3. ed. Boca Raton, FL: Taylor & Francis Group, 2010.
- HANSELMAN, D. **Brushless Permanent Magnet Motor Design**. 2. ed. Lebanon, Ohio: Magna Physics Publishings, 2006.
- KENJO, T.; NAGAMORI, S. **Permanent-magnet and brushless DC motors**. New York, USA: Oxford University Press, 1985.
- KRISHNAN, R. **Permanent magnet synchronous and brushless DC motor drives**. 6. ed. Boca Raton, FL: Taylor & Francis Group, 2010.
- KUMAR, D.; GUPTA, R. A.; GUPTA, N. Minimization of current ripple and overshoot in four switch three-phase inverter fed bldc motor using tracking anti-windup pi controller. *In: Proceedings* of the 2017 IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON SIGNAL PROCESSING, INFORMATICS, COMMUNICATION AND ENERGY SYSTEMS (SPICES). p. 1–6, 2017. Acesso em: 10 Ago. 2023.
- MAHARAJAN, M. P.; XAVIER, S. A. E. Design of speed control and reduction of torque ripple factor in bldc motor using spider based controller. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 34, n. 8, p. 7826–7837, 2019. Acesso em: 06 Ago. 2023.
- MOHAN, N. **Electric machines and drives: a first course**. Danvers, MA: John Wiley & Sons, 2012.
- UMANS, S. D. **Máquinas elétricas de Fitzgerald e Kingsley**. 7. ed. Porto Alegre: Bookman, 2006.
- VLAD, M. et al. Design and construction of an h-bridge inverter used in wireless power transfer. *In: Proceedings* of the 2023 13TH INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ADVANCED TOPICS IN ELECTRICAL . p. 1–4, 2023. Acesso em: 20 Nov. 2023.

## APÊNDICE A - CÓDIGOS DE ACIONAMENTO

```
#include "F28x_Device.h"

// Declaracao das funcoes
void DelayUs(Uint16);
void InitSysCtrl(void);
void InitWatchDog(void);
void InitGpio(void);
void InitEPwm(void);
void InitPieCtrl(void);
void InitPieVectTable(void);
void InitAdc(void);

void vector_seq(void);

interrupt void int1_isr(void);

// Variaveis globais
Uint16 PERIOD = 6000;
Uint16 ADC_PER = 3000;

Uint16 h1 = 0;
Uint16 h2 = 0;
Uint16 h3 = 0;

Uint16 vector = 0B000;

int main(void)
{
    // Inicializacao das configuracoes do sistema e perifericos
    InitSysCtrl();
    InitPieCtrl();
    InitPieVectTable();
    InitWatchDog();
    InitEPwm();
    InitGpio();
    InitAdc();
}
```



```
EINT;

// Configuracao do vetor de interrupcao ADC
asm("EALLOW");
PieVectTable.ADCINT1 = &int1_isr;
asm("EDIS");

asm("CLRC_INTM");

    while(1)
    {

    }
}
// Rotina de interrupcao do ADC
void int1_isr(void){

    h1 = AdcResult.ADCRESULT0>>2;
    h2 = AdcResult.ADCRESULT1>>2;
    h3 = AdcResult.ADCRESULT2>>2;

    //Determinacao do vetor ativo com base nos valores do ADC
    if(h1>500)
        vector |= 0B100;
    else
        vector &= 0B011;

    if(h2>500)
        vector |= 0B010;
    else
        vector &= 0B101;

    if(h3>500)
        vector |= 0B001;
    else
        vector &= 0B110;

    vector_seq();

    // Limpeza da flag de interrupcao do ADC
    PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP1;
```

```
    AdcRegs.ADCINTFLGCLR.bit.ADCINT1 = 1;
}
// Funcao para sequencia de comutacao convencional
void vector_seq(void)
{
    switch(vector){
    case 0B101: //Setor 1
        GpioDataRegs.GPASET.bit.GPIO0 = 1;
        GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO1 = 1;
        GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO2 = 1;
        GpioDataRegs.GPASET.bit.GPIO3 = 1;
        GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO4 = 1;
        GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO5 = 1;
        break;
    case 0B100://setor 2
        GpioDataRegs.GPASET.bit.GPIO0 = 1;
        GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO1 = 1;
        GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO2 = 1;
        GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO3 = 1;
        GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO4 = 1;
        GpioDataRegs.GPASET.bit.GPIO5 = 1;
        break;
    case 0B110: /setor 3
        GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO0 = 1;
        GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO1 = 1;
        GpioDataRegs.GPASET.bit.GPIO2 = 1;
        GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO3 = 1;
        GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO4 = 1;
        GpioDataRegs.GPASET.bit.GPIO5 = 1;
        break;
    case 0B010: //setor 4
        GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO0 = 1;
        GpioDataRegs.GPASET.bit.GPIO1 = 1;
        GpioDataRegs.GPASET.bit.GPIO2 = 1;
        GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO3 = 1;
        GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO4 = 1;
        GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO5 = 1;
        break;
    case 0B011: //setor 5
        GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO0 = 1;
```

```

        GpioDataRegs.GPASET.bit.GPIO01 = 1;
        GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO02 = 1;
        GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO03 = 1;
        GpioDataRegs.GPASET.bit.GPIO04 = 1;
        GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO05 = 1;
        break;
    case 0B001: //setor 6
        GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO00 = 1;
        GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO01 = 1;
        GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO02 = 1;
        GpioDataRegs.GPASET.bit.GPIO03 = 1;
        GpioDataRegs.GPASET.bit.GPIO04 = 1;
        GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO05 = 1;
        break;
    default:
        break;
}
}

```

Listing 1 – Código principal de acionamento convencional

```

#include "F28x_Device.h"

// Declaracao das funcoes
void DelayUs(Uint16);
void InitSysCtrl(void);
void InitWatchDog(void);
void InitGpio(void);
void InitEPwm(void);
void InitPieCtrl(void);
void InitPieVectTable(void);
void InitAdc(void);

void vector_seq(void);
interrupt void int1_isr(void);

// Variaveis globais
Uint16 PERIOD = 1500;
Uint16 DUTY = 1000;
Uint16 ADC_PER = 3000;

```

```
Uint16  h1 = 0;
Uint16  h2 = 0;
Uint16  h3 = 0;

Uint16  vector = 0B000;

int main(void)
{
    // Inicializacao das configuracoes do sistema e perifericos
    InitSysCtrl();
    InitPieCtrl();
    InitPieVectTable();
    InitWatchDog();
    InitEPwm();
    InitGpio();
    InitAdc();
    EINT;

    // Configuracao do vetor de interrupcao ADC
    asm("EALLOW");
    PieVectTable.ADCINT1 = &int1_isr;
    asm("EDIS");

    asm("CLRC_INTM");

    while(1)
    {

    }
}

// Rotina de interrupcao do ADC
void int1_isr(void){

    h1 = AdcResult.ADCRESULT0>>2;
    h2 = AdcResult.ADCRESULT1>>2;
    h3 = AdcResult.ADCRESULT2>>2;

    //Determinacao do vetor ativo com base nos valores do ADC
    if(h1>500)
        vector |= 0B100;
```

```

else
    vector &= 0B011;
if(h2>500)
    vector |= 0B010;
else
    vector &= 0B101;
if(h3>500)
    vector |= 0B001;
else
    vector &= 0B110;

vector_seq();

// Limpeza da flag de interrupcao do ADC
PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP1;
AdcRegs.ADCINTFLGCLR.bit.ADCINT1 = 1;
}
// Funcao para sequencia de comutacao usando PWM
void vector_seq(void)
{
    switch(vector){
    case 0B101: //Setor 1
        EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA = DUTY;
        EPwm1Regs.CMPB = 0;
        EPwm2Regs.CMPA.half.CMPA = 0;
        EPwm2Regs.CMPB = PERIOD;
        EPwm3Regs.CMPA.half.CMPA = 0;
        EPwm3Regs.CMPB = 0;
        break;

    case 0B100: //Setor 2
        EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA = PERIOD;
        EPwm1Regs.CMPB = 0;
        EPwm2Regs.CMPA.half.CMPA = 0;
        EPwm2Regs.CMPB = 0;
        EPwm3Regs.CMPA.half.CMPA = 0;
        EPwm3Regs.CMPB = DUTY;
        break;

    case 0B110: //Setor 3
        EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA = 0;

```

```
    EPwm1Regs.CMPB = 0;
    EPwm2Regs.CMPA.half.CMPA = DUTY;
    EPwm2Regs.CMPB = 0;
    EPwm3Regs.CMPA.half.CMPA = 0;
    EPwm3Regs.CMPB = PERIOD;
    break;

case 0B010: //Setor 4
    EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA = 0;
    EPwm1Regs.CMPB = DUTY;
    EPwm2Regs.CMPA.half.CMPA = PERIOD;
    EPwm2Regs.CMPB = 0;
    EPwm3Regs.CMPA.half.CMPA = 0;
    EPwm3Regs.CMPB = 0;
    break;

case 0B011: //Setor 5
    EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA = 0;
    EPwm1Regs.CMPB = PERIOD;
    EPwm2Regs.CMPA.half.CMPA = 0;
    EPwm2Regs.CMPB = 0;
    EPwm3Regs.CMPA.half.CMPA = DUTY;
    EPwm3Regs.CMPB = 0;
    break;

case 0B001: //Setor 6
    EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA = 0;
    EPwm1Regs.CMPB = 0;
    EPwm2Regs.CMPA.half.CMPA = 0;
    EPwm2Regs.CMPB = DUTY;
    EPwm3Regs.CMPA.half.CMPA = PERIOD;
    EPwm3Regs.CMPB = 0;
    break;
default:
    break;
}
}
```

Listing 2 – Código principal de acionamento com PWM

## APÊNDICE B - CÓDIGO DE EXIBIÇÃO DAS ONDAS DO OSCILOSCÓPIO

```
1 import numpy as np
2 import matplotlib.pyplot as plt
3
4 csv_file_path = 'caminho_do_arquivo.csv'
5
6 # Carrega dados do arquivo CSV usando numpy, ignorando linhas que
7   # começam com dados não numéricos
8 data = np.genfromtxt(csv_file_path, delimiter=',', comments=None,
9   skip_header=20, usecols=(3, 4))
10 print(data)
11
12 # Extrai os dados
13 tempo = data[:, 0]
14 tensao = data[:, 1]
15
16 # Plota
17 plt.plot(tempo, tensao)
18 plt.xlabel('Tempo (s)')
19 plt.ylabel('Tensao (V)')
20 plt.title('Sinal LIN driver')
21 plt.legend()
22 plt.grid(True)
23 plt.show()
```

Listing 3 – Visualização de onda de arquivo CSV do osciloscópio.