

**UNIVERSIDADE DE CAXIAS DO SUL
CENTRO DE CIÊNCIAS EXATAS
CURSO DE ENGENHARIA ELÉTRICA**

CLAUDEMIR MARTINS DE ALBUQUERQUE

**DESENVOLVIMENTO DE SISTEMA DE CONTROLE PARA MOTOR 30 V 3
FASES**

**CAXIAS DO SUL
2020**

CLAUDEMIR MARTINS DE ALBUQUERQUE

**DESENVOLVIMENTO DE SISTEMA DE CONTROLE PARA MOTOR 30 V 3
FASES**

Trabalho de Conclusão de Curso II
apresentado como requisito parcial para a
obtenção do título Bacharel em
Engenharia Elétrica na Universidade de
Caxias do Sul – UCS.

Orientador Prof^a. Ma. Patricia Giacomelli.

**CAXIAS DO SUL
2020**

CLAUDEMIR MARTINS DE ALBUQUERQUE

**DESENVOLVIMENTO DE SISTEMA DE CONTROLE PARA MOTOR 30 V 3
FASES**

Trabalho de Conclusão de Curso II
apresentado como requisito parcial para a
obtenção do título Bacharel em
Engenharia Elétrica na Universidade de
Caxias do Sul – UCS.

Aprovado em: 04/12/2020.

Banca Examinadora

Prof. Me. Patricia Giacomelli
Universidade de Caxias do Sul – UCS

Prof. Me. Anderson Soares dos Santos
Universidade de Caxias do Sul – UCS

Prof. Me. Angelo Zerbetto Neto
Universidade de Caxias do Sul – UCS

AGRADECIMENTOS

Aos meus pais Joaquim e Ilda, à minha esposa Juliana, ao meu filho Henrique e todos os amigos e familiares, por todo apoio e carinho.

À minha orientadora Me. Patricia Giacomelli pela confiança, paciência e sabedoria na orientação deste trabalho.

A todas as pessoas que de alguma forma contribuíram para o meu crescimento pessoal e profissional.

RESUMO

Este trabalho apresenta o projeto para o controle de um motor BLDC, utilizado em geladeira de caminhões, com um circuito eletrônico robusto, confiável e acessível. Em vista disso é proposto o desenvolvimento, montagem e teste de um controle com estas características. Para isso o controlador apresenta em sua entrada um circuito de proteção contra inversão de tensão, a fim de evitar ligação errada. Conta também com um conversor elevador de tensão que tem por finalidade aumentar e estabilizar a tensão ao nível exigido pelo motor em sistemas 12V ou 24V. O sistema ainda gerencia, o controle e monitoramento das três fases necessárias para o acionamento do motor. Todos estes controles são gerenciados pelo microcontrolador, que possui um firmware interno para realizar estas tarefas. Também possui uma fonte de tensão estabilizada, que ajusta os valores das tensões de entrada para o nível requerido pelos componentes do controlador. Por fim, resultados de simulação e experimentais são apresentados para demonstrar os resultados obtidos no desenvolvimento do controlador de motor BLDC.

Palavras-chave: *Brushless dc motor*. Controle. Conversor CC-CC.

ABSTRACT

This work presents the project for a BLDC motor control, used in truck refrigerators, with a robust, reliable and affordable electronic circuit. It proposes the development, assembly and testing of a control system with these characteristics. To do this, the controller has a protection circuit against voltage inversion in its input in order to avoid wrong connection. It also has a voltage converter that aims to increase and stabilize the voltage in a level required by the motor. The system also has the function of generating, controlling and monitoring the three phases required to start the engine. All these controls are managed by the microcontroller, which has an internal firmware to perform these tasks. It also has a stabilized voltage source, which adjusts input voltage values to the level required by the controller components. Finally, simulation and experimental results are presented to demonstrate the results obtained in the development of the BLDC motor controller.

Keywords: Brushless dc motor. Control. DC-DC converter.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Diagrama em blocos do sistema desenvolvido.....	16
Figura 2 – Diodos de proteção contra a inversão de polaridade.....	17
Figura 3 – Circuitos com transistores bipolares para proteção	18
Figura 4 – Circuito com mosfet canal N.....	18
Figura 5 – Representação simplificada de um conversor CC-CC.....	19
Figura 6 – Circuitos equivalentes de um regulador	20
Figura 7 – Topologias de conversores mais populares	21
Figura 8 – Etapas modelo Boost	23
Figura 9 – Modelo Boost	24
Figura 10 – Etapas modelo Buck	27
Figura 11 – Sequência de chaveamento BLDC.....	32
Figura 12 – Forma de onda do chaveamento BLDC	33
Figura 13 – Detecção da posição do rotor através da FCEM	35
Figura 14 – Ligação do <i>driver</i> DRV8305 entre um microcontrolador e MOSFET's ...	36
Figura 15 – Ligação de MOSFET'S High-Side e Low-Side em motores trifásicos ...	37
Figura 16 – Alteração do valor de RDSon no dispositivo MOSFET BUK7Y12-55B ..	38
Figura 17 – Circuito de proteção	39
Figura 18 – Corrente de ruptura do fusível lâmina	41
Figura 19 – Surto corrente suportado pelo diodo MBRB20100	42
Figura 20 – Esquema para simulação software LTSpice.....	42
Figura 21 – Sinal de entrada	43
Figura 22 – Sinal de saída	43
Figura 23 – Fonte 10V	44
Figura 24 – Fonte 3 V	45
Figura 25 – Circuito conversor estático CC-CC.....	48
Figura 26 – Fluxograma do programa do conversor estático CC-CC	49
Figura 27 – Conexão entre microcontrolador, drive e seus periféricos	50
Figura 28 – Máquina de estados principal do sistema.....	51
Figura 29 – Registrador 0x05h do componente DRV8305	53
Figura 30 – Máquina de estados do motor	55
Figura 31 – <i>Timers</i> do microcontrolador.....	56
Figura 32 – Funções de comunicação entre o microcontrolador e o <i>driver</i>	57

Figura 33 – Banco de MOSFET's e Circuito BMF	58
Figura 34 – Medição de tensão na saída a fonte auxiliar 10V	59
Figura 35 – Fonte do microcontrolador 3V	60
Figura 36 – Sinal PWM do microcontrolador antes do resistor 22R da figura 25	61
Figura 37 – Sinal no gate do MOSFET após o resistor 22R da figura 25	61
Figura 38 – Sinal de chaveamento do MOSFET	62
Figura 39 – Sinal de saída do conversor CC-CC.....	62
Figura 40 – Sinal de saída do conversor CC-CC.- tensão de entrada 24V	63
Figura 41 – Sinal de saída do conversor CC-CC.- tensão de entrada 12V	64
Figura 42 – Atuação do BMF e trocas de fase vistas no ADC	65
Figura 43 – Atuação do BMF e trocas de fase vistas na entrada do motor.....	66
Figura 44 – Placa montada conforme o projeto desenvolvido, e verniz de proteção aplicado contra umidade	71

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Ganho estático dos conversores CC-CC da figura 7	21
Tabela 2 – Tensão de operação no gate de MOSFET's do <i>driver</i> DRV8305.....	36
Tabela 3 – Faixas de tensão e erro relacionado.....	52

LISTA DE SIGLAS E ABREVIATURAS

A/D	Analógico-Digital
BIT	<i>Binary Digit</i>
BLDC	<i>Brushless direct current</i>
CC	Corrente Contínua
CCP	Capture/Compare/PWM
EEPROM	<i>Electrically Erasable Programmable Read Only Memory</i>
EPROM	<i>Electrically Programmable Read Only Memory</i>
FCEM	Força Contra-Eletromotriz
I ² C	<i>Inter-Integrated Circuit</i>
IL	Corrente do Indutor
I _s	Corrente de Saída
ISW	Corrente da Chave
LDO	Low-Dropout Regulator
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>
PROM	<i>Programmable Read Only Memory</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
RAM	<i>Random Access Memory</i>
ROM	<i>Read Only Memory</i>
SEPIC	<i>Single-Ended Primary Inductance Converter</i>
SPI	<i>Serial Peripheral Interface</i>
TCC	Trabalho de Conclusão de Curso
UART	<i>Universal Asynchronous Receiver Transmitter</i>
UCS	Universidade de Caxias do Sul
ULA	Unidade lógica aritmética
VCC	Tensão de Corrente Contínua
V _e	Tensão de Entrada
V _s	Tensão de Saída

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	13
1.1	OBJETIVOS	14
1.1.1	Objetivo geral	14
1.1.2	Objetivos específicos.....	15
1.2	LIMITES DO TRABALHO	15
2	REFERENCIAL TEÓRICO PARA PROJETO	16
2.1	SISTEMA DE PROTEÇÃO CONTRA INVERSÃO DE POLARIDADE	16
2.2	CONVERSOR ESTÁTICO CC-CC	19
2.2.1	Conversor Boost	23
2.2.1.1	Passo 1 – cálculo do ciclo de trabalho	24
2.2.1.2	Passo 2 – determinação do indutor (L)	25
2.2.1.3	Passo 3 – cálculo de corrente da chave	25
2.2.1.4	Passo 4 – seleção do diodo (D)	26
2.2.1.5	Passo 5 – determinação do capacitor de saída (C)	26
2.2.2	Conversor <i>Buck</i>.....	27
2.2.2.1	Passo 1 – Cálculo do ciclo de trabalho	28
2.2.2.2	Passo 2 – cálculo do indutor	28
2.2.2.3	Passo 3 – seleção do diodo retificador	28
2.2.2.4	Passo 4 – configuração da tensão de saída	29
2.2.2.5	Passo 5 – determinação do capacitor de entrada	29
2.2.2.6	Passo 6 – determinação do capacitor de saída (C).	29
2.3	FONTE DE ALIMENTAÇÃO	30
2.4	MICROCONTROLADOR.....	30
2.5	MOTOR BLDC	31
2.6	<i>DRIVER'S</i> PARA ACIONAMENTO DE MOTORES TRIFÁSICOS <i>BLDC</i>	35
3	METODOLOGIA DE PROJETO.....	39
3.1	CARACTERÍSTICAS DO MOTOR BLDC	39
3.2	PROJETO DO SISTEMA DE PROTEÇÃO CONTRA INVERSÃO DE POLARIDADE	39
3.3	IMPLEMENTAÇÃO E TESTES DO SISTEMA DE PROTEÇÃO CONTRA INVERSÃO DE POLARIDADE	42

3.4	PROJETO DA FONTE DE ALIMENTAÇÃO AUXILIAR	43
3.5	IMPLEMENTAÇÃO E TESTES DO PROJETO DA FONTE DE ALIMENTAÇÃO AUXILIAR.....	45
3.6	MICROCONTROLADOR.....	46
3.7	PROJETO DO CONVERSOR ESTÁTICO CC-CC	46
3.8	IMPLEMENTAÇÃO CONVERSOR ESTÁTICO CC-CC.....	48
3.9	VISÃO GERAL DA LIGAÇÃO ENTRE MICROCONTROLADOR, DRIVE E SEUS PERIFÉRICOS	49
3.10	MÁQUINA DE ESTADOS PRINCIPAL DO SISTEMA	51
3.10.1	Estado 1: zera variáveis	51
3.10.2	Estado 2: leitura tensão externa.....	52
3.10.3	Estado 3: leitura resistor velocidade	52
3.10.4	Estado 4: verifica <i>driver</i> dos Mosfet's	52
3.10.5	Estado 5: ativa fonte 30V	53
3.10.6	Estado 6: motor em funcionamento.....	53
3.10.7	Estado 7: motor desligado.....	54
3.10.8	Estado 8: erro	55
3.11	ESTADOS DE ATIVAÇÃO DO MOTOR.....	55
3.12	ABORDAGEM GERAL DOS <i>TIMERS</i> DO MICROCONTROLADOR.....	56
3.13	COMUNICAÇÃO ENTRE O <i>DRIVER</i> DVR8305S E O MICROCONTROLADOR.....	56
3.14	BANCO DE MOSFET'S E CIRCUITO DE BACK BMF	57
4	RESULTADOS OBTIDOS.....	59
4.1	FONTE DE ALIMENTAÇÃO AUXILIAR 10V.....	59
4.2	FONTE DE ALIMENTAÇÃO DO MICROCONTROLADOR 3V	59
4.3	CONVERSOR ESTÁTICO CC-CC	60
4.3.1	Conversor atuando com carga resistiva.....	60
4.3.2	Conversor atuando com motor partindo em 24V	63
4.3.3	Conversor atuando com motor partindo em 12V	64
4.4	ATUAÇÃO DO BMF NA TROCA DAS FASES	65
5	CONSIDERAÇÕES FINAIS	67
	REFERÊNCIAS	68

ANEXO A – PRODUTO DESENVOLVIDO MONTADO.....	71
--	-----------

1 INTRODUÇÃO

O motor do tipo elétrico de corrente direta sem escovas (BLDC - *Brushless direct current*) e seus controladores estão cada vez mais ganhando espaço em vários segmentos de mercado, sendo constantemente empregados em eletrodomésticos, automações industriais e automotivas, devido à sua elevada eficiência, dimensões e pesos reduzidos e baixa manutenção.

Os motores BLDC não possuem escovas e são comutados através de um circuito eletrônico que se baseia na posição do rotor, indicada através de sensores ou de sinais proveniente dos enrolamentos do motor. O sistema de controle de velocidade do BLDC é bastante complexo e com custo elevado, mas o desenvolvimento de componentes semicondutores vem evoluindo constantemente, sendo lançadas soluções mais simples, o que possibilita o aumento do uso deste tipo de motor. A aplicação deste motor pode ser vista em lavadoras de roupas, condicionadores de ar, ferramentas elétricas, portões automáticos, geladeiras, além de aplicações industriais.

No segmento automotivo, existe uma constante busca por eficiência energética, o que torna o emprego deste tipo de motor cada vez maior, como por exemplo, em refrigeradores para caminhões. O sistema de um compressor de refrigerador para caminhão deve ter características que suportem o ambiente onde ele será utilizado, assegurando seu funcionamento. Entre essas características podem ser citadas a resistência a temperaturas ambientais variáveis e flutuantes, sem interferência na resposta de controle; a resistência a constantes choques e vibrações, garantindo uma estabilidade a uma alta confiabilidade de operação; composição a partir de componentes compactos, devido às restrições de espaço; e o consumo eficiente de energia/combustível. Tais requisitos, apesar de assegurarem um bom funcionamento desses equipamentos, encarecem os custos de aquisição e manutenção e esse é um fator que dificulta a renovação da frota de veículos.

No caso específico do Brasil, devido à predominância da malha rodoviária para o transporte de cargas, o setor automotivo é um importante consumidor de motores do tipo BLDC usados em refrigeradores de caminhão. Os dados mais recentes computados pela Confederação Nacional do Transporte (CNT) referentes a esse setor são de 2017. Nesse ano, o Brasil contava com uma frota de 2.720.548 caminhões de todos os tipos, sendo 226.176 só no Estado do Rio Grande do Sul,

segundo o Anuário CNT do Transporte 2018 (CONFEDERAÇÃO NACIONAL DO TRANSPORTE, 2018). Do total da frota de caminhões no país, aproximadamente 41% destes veículos eram de médio e grande porte destinados ao transporte nacional de cargas, estando inscritos sob a responsabilidade de empresas, cooperativas ou trabalhadores autônomos. Estes últimos são os que mais sofrem devido aos custos de manutenção e, principalmente, de operação de veículos, razões que acarretaram inclusive uma greve o ano de 2018. Esses gastos dificultam a renovação da frota de caminhões, a qual, no Brasil, tem uma média de 12 anos, de acordo com o Anuário CNT do Transporte 2018.

Enquanto agregar tecnologia e comodidade facilita a vida dos trabalhadores responsáveis pelo transporte de carga, tais características afetam o preço de aquisição e manutenção de veículos. Atualmente no mercado existem diversas empresas que produzem refrigeradores para caminhões e a maioria desses fabricantes utilizam em sua produção um compressor com um motor BLDC e o controle para o motor da marca Danfoss, ambos importados, o que torna o preço elevado. Algumas empresas também optam por importar de fornecedores da China o compressor com o BLDC e seu controle, para tornar o produto mais barato, entretanto estes apresentam uma qualidade inferior ao equipamento oferecido pela empresa Danfoss.

Olhando para o mercado do setor automotivo é que se propõe neste trabalho o desenvolvimento de um sistema de controle para motores do tipo BLDC utilizados em refrigeradores para caminhões, empregando componentes eletrônicos eficientes e atuais. A proposta visa desenvolver um sistema que seja uma alternativa ao produto da Danfoss, oferecendo ainda a possibilidade de assistência técnica mais acessível.

1.1 OBJETIVOS

1.1.1 Objetivo geral

O objetivo deste trabalho é desenvolver, montar e testar um sistema para controlar um BLDC de 3 fases 30 Vcc utilizado em compressores de geladeira para caminhões, que abrange um conversor estático, a lógica de controle e a etapa de potência.

1.1.2 Objetivos específicos

Como objetivos específicos para este trabalho tem-se:

- a) realizar o estudo teórico dos elementos constituintes do sistema a ser implementado;
- b) desenvolver um conversor estático com entrada de 10 V a 28 Vcc e saída de 30 Vcc com uma corrente de saída de 10 A, para converter a tensão de entrada do sistema para a tensão de alimentação do motor;
- c) montar, testar e validar o conversor estático CC-CC;
- d) desenvolver um circuito para o controle de 3 fases;
- e) montar, testar e validar circuito para o controle de 3 fases;
- f) implementar um algoritmo para o controle do conversor estático CC-CA;
- g) implementar um algoritmos para o controle das 3 fases do motor.

1.2 LIMITES DO TRABALHO

Este trabalho limita-se ao desenvolvimento, montagem e teste do sistema para controlar um BLDC de 3 fases 30 VCC. Não faz parte do escopo o desenvolvimento de caixa, manual e quaisquer outros acessórios necessários para a comercialização do produto.

2 REFERENCIAL TEÓRICO PARA PROJETO

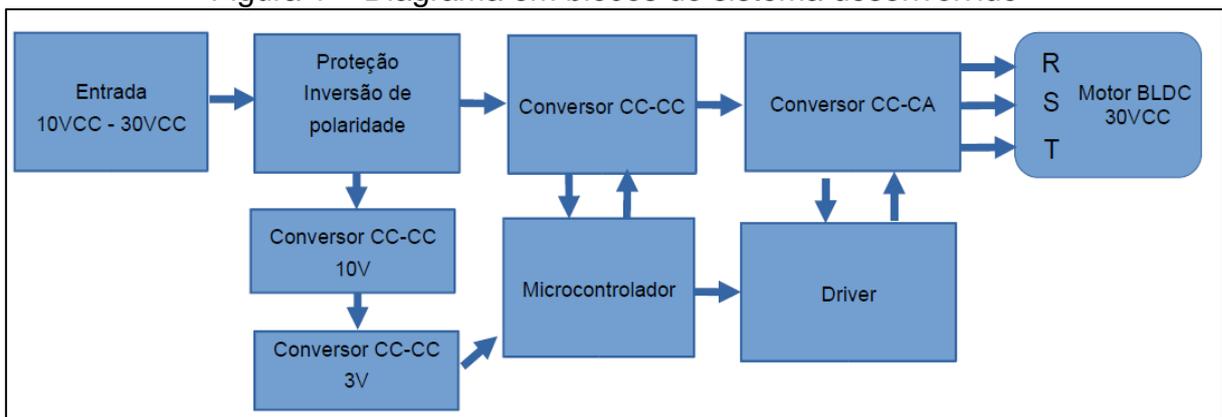
De forma resumida, o sistema a ser desenvolvido é composto por sete blocos, representados pelo diagrama mostrado na Figura 1.

O conjunto é constituído por um circuito de proteção contra inversão da polaridade de tensão, passando pelo conversor corrente contínua - corrente contínua (CC-CC) e depois pelo chaveamento de potência das 3 fases (conversor CC-CA).

Uma fonte de alimentação é conectada na saída do circuito de inversão de tensão e fornece a tensão de 10V para o conversor de 3V que alimenta o microcontrolador e o amplificador de corrente.

O microcontrolador, que está conectado no conversor CC-CC, é responsável pelo seu gerenciamento. Além disso, ele também controla as 3 fases que estão conectadas no *Driver*, o qual está ligado ao chaveamento de potência das três fases, que amplifica os sinais provenientes do microcontrolador e monitora as saídas R, S e T.

Figura 1 – Diagrama em blocos do sistema desenvolvido



Fonte: Elaborada pelo autor (2020).

A seguir serão descritas brevemente algumas características do motor e dos blocos que fazem parte do projeto proposto. Essas informações contextualizam os elementos quanto ao seu uso e aplicação no projeto desenvolvido.

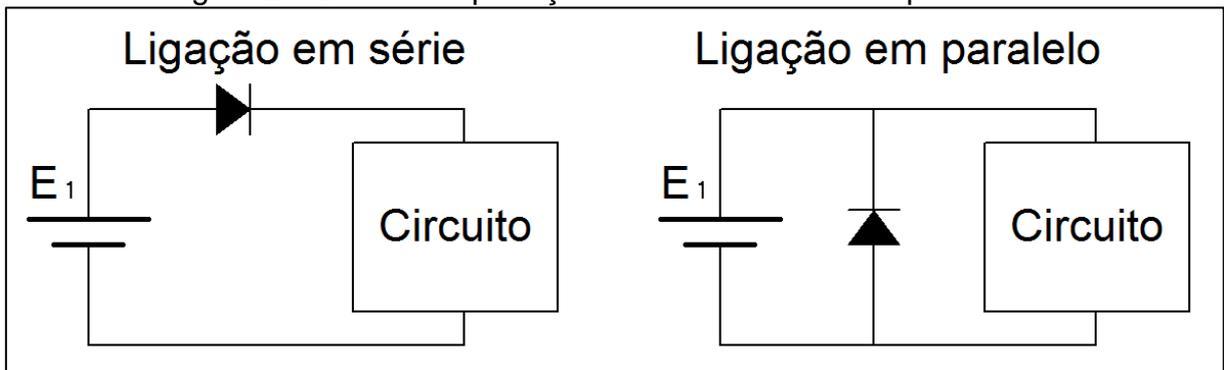
2.1 SISTEMA DE PROTEÇÃO CONTRA INVERSÃO DE POLARIDADE

A inversão da polaridade de tensão em equipamentos eletrônicos pode ser

fatal. No entanto existem várias formas de evitar que isto ocorra. Para tornar o circuito resistente, pode-se utilizar um conector com polarizador mecânico, o qual impede que a ligação seja feita de outra forma que não aquela para qual foi projetada (MAXIM, 2001). Embora esta solução seja bastante utilizada, não é a solução mais efetiva em vários casos.

Utilizando-se semicondutores para esta função, a forma mais simples de proteção é o emprego de um diodo, que neste caso pode, ser feitas de 2 maneiras: em série ou em paralelo com o restante do circuito, ambos os casos mostrados na

Figura 2 – Diodos de proteção contra a inversão de polaridade



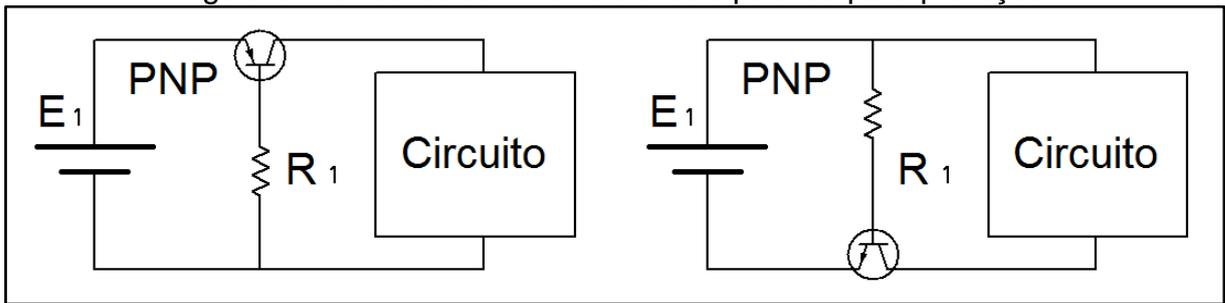
Fonte: Elaborada pelo autor (2020).

O circuito com o diodo em série tem uma queda de tensão sobre ele, que depende do tipo de material empregado na sua construção (aproximadamente 0,3 V para o diodo feito de germânio e 0,6 a 0,7 V para o diodo de silício). Estas tensões se tornam maiores com o aumento da corrente que circula através dele (BOGART JR, 2001).

No exemplo com o diodo em paralelo o circuito é bastante simples. Porém quando aplicado uma tensão inversa, protege-se o circuito, mas o diodo atrai uma corrente elevada em função da polarização direta da tensão de alimentação. Neste caso o diodo deve suportar o pico de corrente até que outro dispositivo de proteção possa atuar, como o fusível por exemplo (MAXIM, 2001).

Como medida de proteção aprimorada pode-se usar um transistor pnp como comutador do lado positivo ou um npn para comutar o lado negativo, conforme a Figura 3, mas da mesma forma, como no diodo em série, existe uma queda de tensão no transistor.

Figura 3 – Circuitos com transistores bipolares para proteção

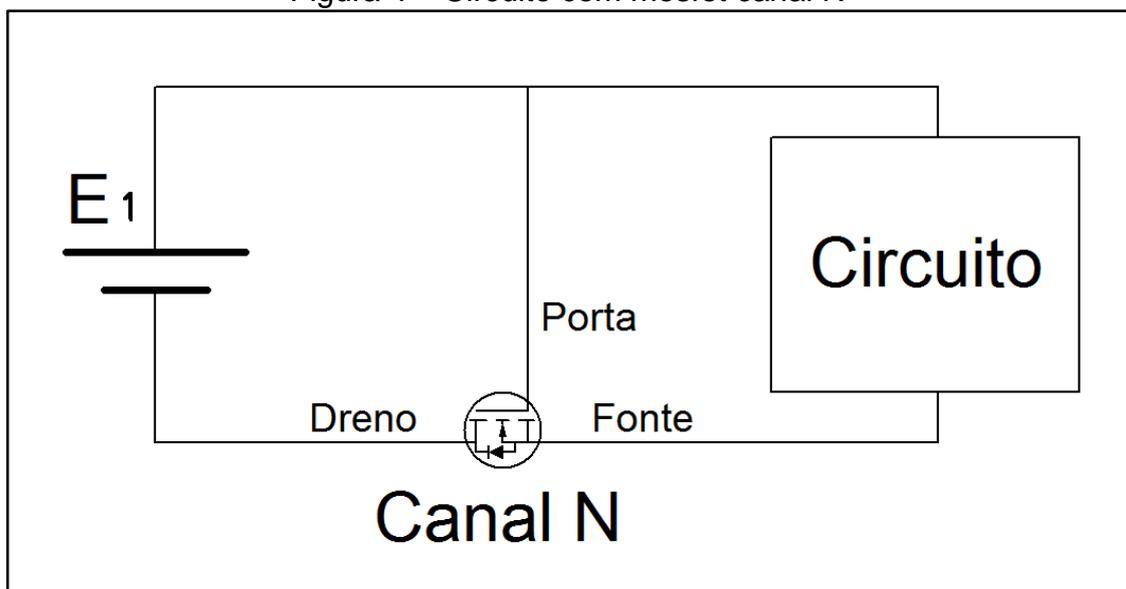


Fonte: Elaborada pelo autor (2019).

Em correntes mais elevadas, a potência dissipada pelo transistor se torna um problema. Neste caso convém a sua substituição por um transistor de efeito de campo com semicondutor de óxido metálico (MOSFET - *metal oxide semiconductor field effect transistor*), pois, em virtude da sua baixa resistência, a queda de tensão nele é muito menor quando comparado a de um transistor bipolar.

A orientação do MOSFET no circuito é fundamental pois existe um diodo intrínseco que conduz em polarização direta. Em MOSFET de canal N, a corrente flui da fonte para o dreno e, desta forma, deve ser orientado o diodo no sentido da corrente normal pois quando a tensão for invertida o diodo bloqueia o fluxo de corrente, como mostra a Figura 4 (MAXIM, 2001).

Figura 4 – Circuito com mosfet canal N



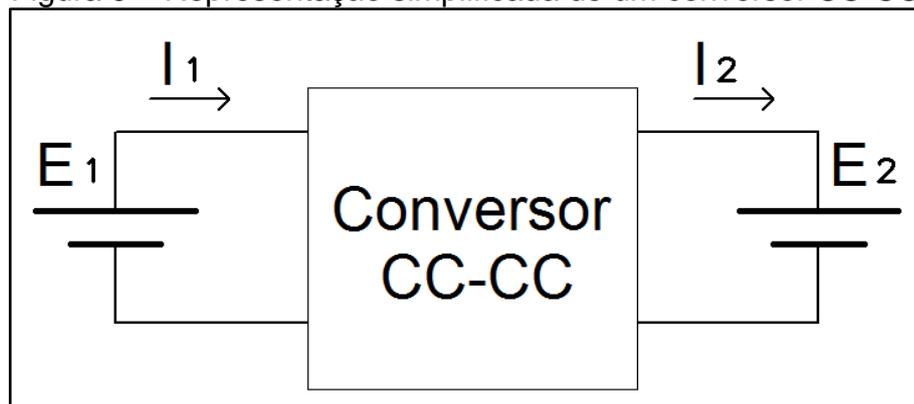
Fonte: Elaborada pelo autor (2019).

2.2 CONVERSOR ESTÁTICO CC-CC

Em muitas aplicações é preciso converter uma fonte de tensão CC (fixa ou variável) em uma outra tensão CC (fixa ou variável). Para essas aplicações utilizam-se conversores CC-CC, que são dispositivos responsáveis por converter uma dada tensão (ou corrente) CC em outra, alterando sua amplitude (KASSAKIAN; SCHLECHT; VERGHESE, 2010). Um conversor de tensão CC pode ser considerado o equivalente CC de um transformador, sendo aplicado para elevar ou baixar uma tensão contínua. Proporciona um controle uniforme de aceleração, resposta dinâmica rápida e alta eficiência, sendo que essa depende das perdas de chaveamento, as quais decorrem da frequência de chaveamento (RASHID, 2014).

Para fins de entendimento do funcionamento de um conversor pode-se utilizar o esquema representado simplificada na Figura 5. Ele é composto pelo bloco denominado conversor CC-CC e duas fontes de tensão contínua, E1 e E2 (BARBI, 2000) e pode ser definido como um processador de potência (MELLO, 2011).

Figura 5 – Representação simplificada de um conversor CC-CC

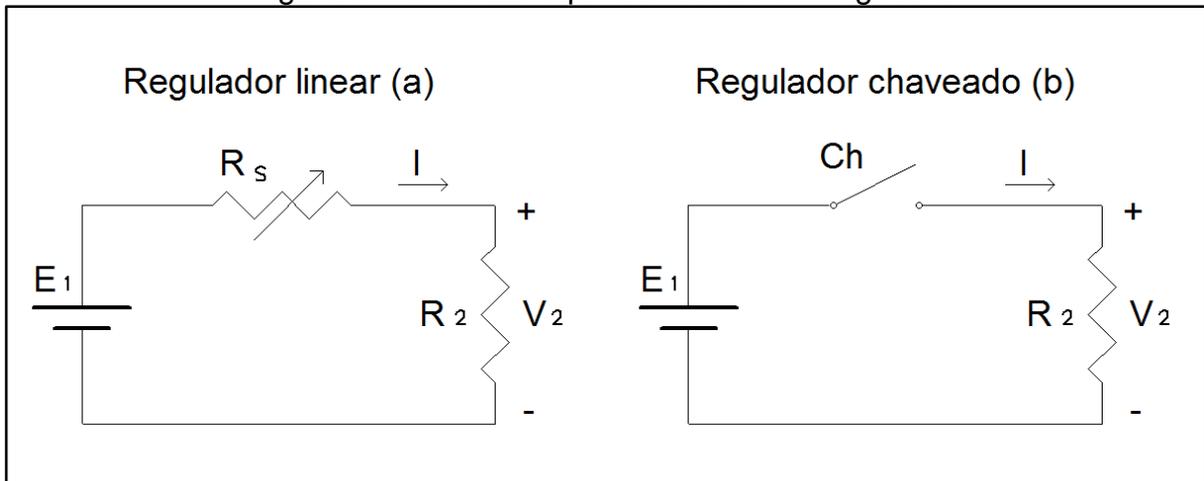


Fonte: Elaborada pelo autor (2020).

A fonte E1 fornece energia elétrica ao conversor CC-CC, enquanto este está suprindo energia elétrica à fonte E2. O circuito conversor pode ser conceituado como um sistema, composto por semicondutores de potência e por elementos passivos, como indutores e capacitores, cuja função é controlar o fluxo de potência elétrica de entrada E1 para a fonte de saída E2. Sabe-se que, em um conversor ideal, as perdas internas são nulas e a potência entregue à carga é igual a potência cedida pela fonte E1 (BARBI, 2000).

Na Figura 6 estão representados os circuitos equivalentes de um regulador linear e de um regulador chaveado, respectivamente. Em ambos os casos, mesmo com a variação da resistência de carga R_2 , o que se deseja é manter constante o valor médio da tensão de saída V_2 (BARBI, 2000).

Figura 6 – Circuitos equivalentes de um regulador



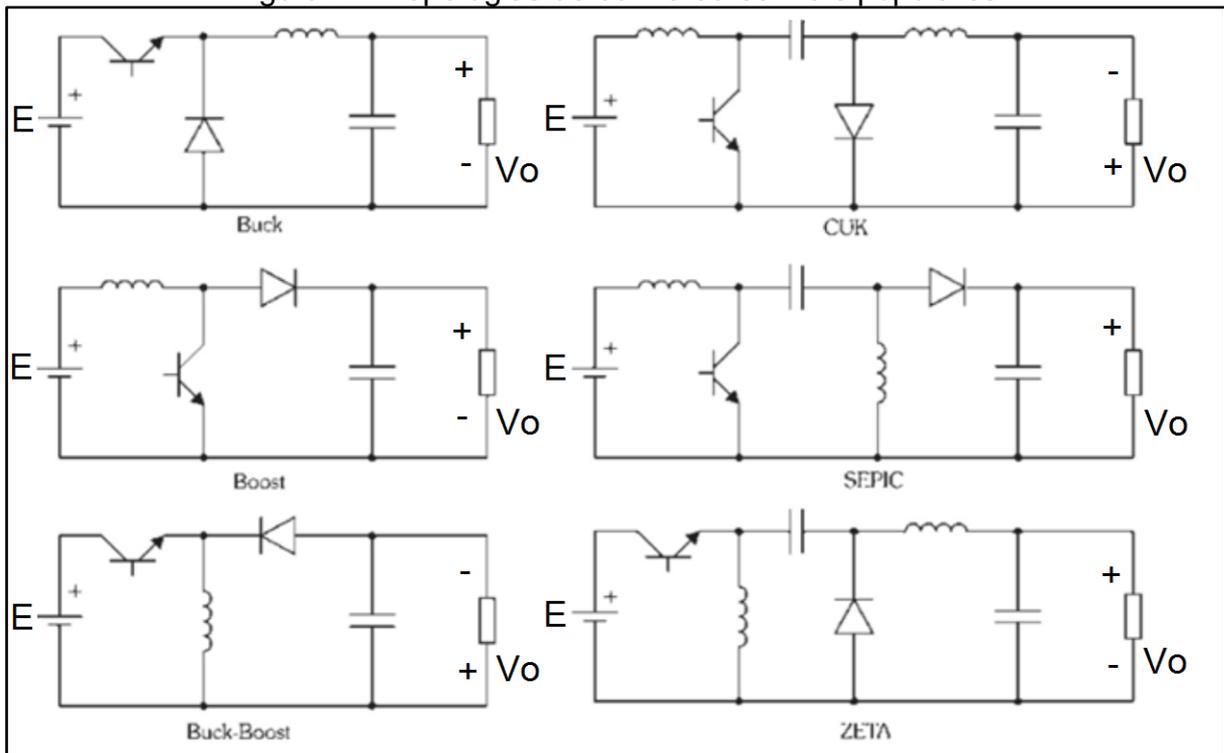
Fonte: Elaborada pelo autor (2019).

Para fins de exemplificação, pode-se considerar o caso de uma tensão constante na entrada E_1 , sendo que V_2 seja a metade da tensão de entrada E_1 . Na representação do regulador linear, a diferença de tensão entre E_1 e V_2 deve-se à queda no resistor R_s . Desta forma pode-se afirmar que a quantidade de potência dissipada em R_s é a mesma entregue ao R_2 , sendo um sistema com 50% de eficiência. Em aplicações reais, um transistor bipolar faz a função do resistor (BARBI, 2000).

No regulador chaveado, imaginando que a chave Ch utilizada seja ideal, a perda é igual a zero. O circuito transfere somente a potência necessária para a carga, teoricamente tornando o sistema ideal, sem perdas. Em conversores CC-CC reais, o rendimento varia entre 70% a 98% (BARBI, 2000). Para este tipo de conversor, o método mais utilizado de controle é por modulação de largura de pulso (PWM - *Pulse Width Modulation*). Um sinal PWM apresenta um período (T) de chaveamento constante sendo a largura do pulso (t_{on}) variável. Em um conversor, a razão entre t_{on} e T , chamada de razão cíclica (ou *duty cycle*) é usada para ajustar sua tensão de saída (AHMED, 2000).

Existem vários tipos de conversores CC-CC: Buck, Boost, Buck-Boost, Cúk, SEPIC e Zeta, representados na Figura 7, respectivamente.

Figura 7 – Topologias de conversores mais populares



Fonte: Elaborada pelo autor (2019).

Basicamente, estes circuitos possuem um transistor como chave ativa e um diodo como chave passiva. O transistor funciona na região de corte ou de saturação enquanto o diodo depende de fatores do circuito (MELLO, 2011). Uma característica importante desses circuitos é o ganho estático, que é a razão da tensão de saída pela de entrada. Esse parâmetro pode ser expresso em função da razão cíclica de chaveamento (D), conforme mostrado na Tabela 1.

Tabela 1 – Ganho estático dos conversores CC-CC da figura 7

Conversor	Ganho Estático
Buck	D
Boost	$1/(1-D)$
Buck-boost	$D/(1-D)$
Cúk	$-D/(1-D)$
SEPIC	$D/(1-D)$
Zeta	$D/(1-D)$

Fonte: Adaptado de Martins e Barbi (2011).

Como principais diferenças entre esses circuitos, podem ser destacadas as características abaixo:

- regulador Buck: apresenta tensão média de saída menor que a de entrada, como pode ser comprovado a partir da análise de seu ganho

estático. Além disso, possui uma relação linear de ganho, facilitando seu controle. Usa um transistor de potência como chave controlada e um diodo como chave não controlada. É um conversor simples e tem eficiência elevada (maior que 90%). Entretanto, devido ao dispositivo de chaveamento estar conectado em série com a entrada, apresenta uma corrente de entrada descontínua. Isso causa uma ondulação de sinal e um filtro de entrada é normalmente necessário (RASHID, 2014);

- b) regulador Boost: apresenta tensão de saída maior que a de entrada, cuja relação pode ser verificada através de seu ganho estático. Assim como o regulador buck, usa um transistor de potência atuando como chave controlada e um diodo como chave não controlada. Devido ao indutor estar ligado em série com a entrada do circuito, esse regulador apresenta corrente de entrada contínua. Entretanto uma corrente de pico alta flui através do transistor de potência e a tensão de saída é sensível a alterações na razão cíclica, o que pode dificultar sua estabilização (RASHID, 2014);
- c) regulador Buck-Boost: conforme pode ser observado através de seu ganho estático, esse regulador possui uma tensão de saída que pode ser tanto menor quanto maior que a de entrada, tendo polaridade oposta (por isso é conhecido como regulador inversor). Entretanto apresenta corrente de entrada descontínua, já que o transistor está conectado em série com a entrada. Além disso, uma corrente de alto valor de pico passa por esse dispositivo (RASHID, 2014);
- d) regulador Cúk: semelhante ao conversor Buck-Boost, apresenta tensão de saída de polaridade invertida que pode ser maior ou menor que a entrada, como mostrado por seu ganho estático. Entretanto, diferentemente do conversor anterior, apresenta correntes não pulsantes nos terminais de entrada e saída, sendo a corrente de entrada contínua (RASHID, 2014);
- e) regulador SEPIC (*Single-ended primary inductance converter*): regulador Cúk não inversor, com tensão de entrada e saída de mesma polaridade e correntes não pulsantes nos terminais de entrada e saída. Assim como os conversores Boost e Cúk, apresenta corrente contínua na entrada (RASHID, 2014);

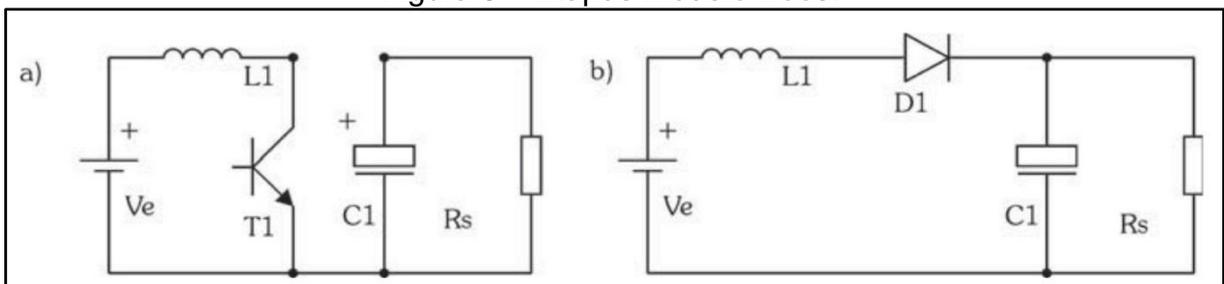
- f) regulador Zeta: também conhecido como Dual-SEPIC, pode apresentar tensão de saída tanto menor quanto maior que a de entrada. Uma vez que o dispositivo de chaveamento encontra-se em série com a entrada do circuito, a corrente de entrada é descontínua, podendo provocar ondulações no sinal (RASHID, 2014).

Os conversores Buck e Boost são denominados diretos, pois não têm um elemento acumulador de energia intermediário (BARBI, 2000), e suas topologias são mais simples. Na sequência será explicado mais detalhadamente o funcionamento destes dois conversores.

2.2.1 Conversor Boost

No conversor Boost a tensão de saída é maior que a tensão de entrada, com a relação entre elas expressa pelo ganho estático mostrado na Tabela 1. Esse regulador usa um dispositivo com chave controlada (que pode ser um transistor de potência ou um SCR) e um diodo como chave não controlada. O funcionamento do conversor pode ser dividido em dois modos, sendo explicado pela Figura 8. Inicialmente, quando o T1 conduz (Figura 8.a), uma corrente flui pelo indutor L1 que armazena energia. No momento em que o T1 entra em corte, o diodo D1 passa a conduzir (Figura 8.b), transferindo a energia do indutor para a carga e o capacitor C1, que se encarrega de manter a tensão na saída sem grandes variações (MELLO, 2011).

Figura 8 – Etapas modelo Boost



Fonte: Mello (2011).

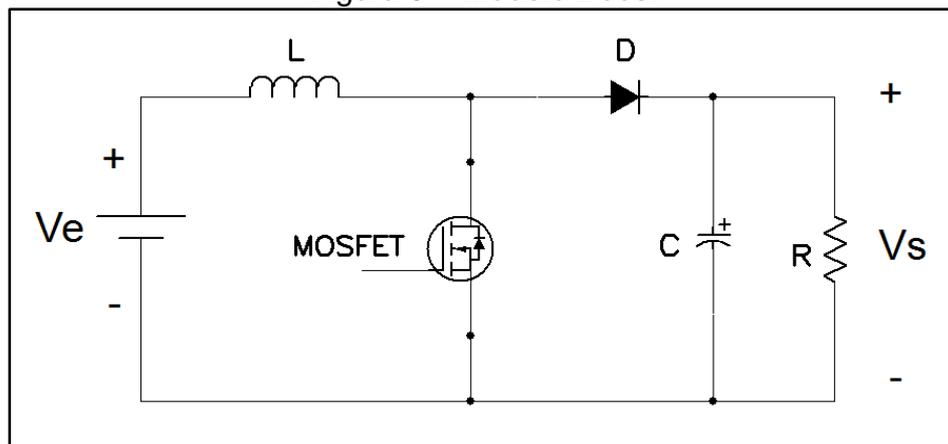
Para o desenvolvimento do conversor, existe a necessidade de definir as especificações iniciais (TI, 2009), que são:

- a) faixa de tensão da entrada: $V_e(mín)$ e $V_e(máx)$;

- b) tensão nominal da saída;
- c) corrente máxima de saída;
- d) controle a ser utilizado;
- e) frequência de trabalho.

Seguindo o modelo da Figura 9, os componentes podem ser definidos seguindo os passos a seguir (TI, 2009).

Figura 9 – Modelo Boost



Fonte: Elaborada pelo autor (2020).

2.2.1.1 Passo 1 – cálculo do ciclo de trabalho

Para definir o ciclo de trabalho, utiliza-se a equação 1:

$$D = 1 \frac{V_e(\min) \cdot x \cdot n}{V_s} \quad (1)$$

Onde:

$V_e(\min)$ = Tensão mínima de entrada

n = Eficiência

V_s = Tensão de saída

O *Application Report* da Texas Instruments sugere a inclusão do rendimento (η) na determinação do ciclo de trabalho, uma vez que o conversor precisa fornecer também a porção de energia que será dissipada. Isso torna o valor obtido mais realístico. Como nesta etapa não se sabe ao certo o valor do rendimento a TI sugere utilizar 80% (TI, 2009).

2.2.1.2 Passo 2 – determinação do indutor (L)

Para uma boa aproximação do indutor utilizam-se as equações 2 e 3, estimando que a ondulação da corrente do indutor é de 20% a 40% da corrente de saída (TI, 2009):

$$\Delta IL = (0,2a0,4) \times Is(max) \times \frac{Vs}{Ve} \quad (2)$$

Onde:

$$Is(max) = \text{Correntemáximadesaída}$$

$$Vs = \text{Tensãodesaída}$$

$$Ve = \text{Tensãodeentrada}$$

$$L = \frac{Vex(Vs-Ve)}{\Delta IL \times fs \times Vs} \quad (3)$$

Onde:

$$Ve = \text{Tensãodeentrada}$$

$$Vs = \text{Tensãodesaída}$$

$$\Delta IL = \text{CorrentedoIndutor}$$

$$fs = \text{Frequênciadechaveamento}$$

2.2.1.3 Passo 3 – cálculo de corrente da chave

Usando como referência o valor obtido através da equação 3, seleciona-se um indutor comercial. Esse valor é aplicado na equação 4 e, na sequência, calcula-se a corrente máxima da chave através da equação 5 (TI, 2009).

$$\Delta IL = \frac{Ve(min) \times D}{fs \times L} \quad (4)$$

Onde:

$$Ve(min) = \text{Tensãomínimadeentrada}$$

$$D = \text{Ciclodetrabalho}$$

$$fs = \text{Frequênciadechaveamento}$$

$$L = \text{Valordoindutor}$$

$$ISW(max) = \frac{\Delta IL}{2} + \frac{Is(max)}{1-D} \quad (5)$$

Onde:

$$\begin{aligned} \Delta IL &= \text{Corrente do indutor} \\ Is(max) &= \text{Corrente máxima de saída} \\ D &= \text{Ciclo de trabalho} \end{aligned}$$

2.2.1.4 Passo 4 – seleção do diodo (D)

A corrente direta do diodo tem o mesmo valor de corrente de saída máxima. A fim de evitar problemas com uma corrente de pico do Sistema, devem ser usados diodos Schottky (TI, 2009). Entretanto também deve ser observado a potência do diodo para a escolha correta deste componente, que pode ser calculada a partir da equação 6:

$$PD = I_x V F \quad (6)$$

Onde:

$$\begin{aligned} PD &= \text{Potência do diodo} \\ I_p &= \text{Corrente direta média do diodo} \\ V|_2 &= \text{Tensão direta do diodo} \end{aligned}$$

2.2.1.5 Passo 5 – determinação do capacitor de saída (C)

O valor mínimo do capacitor a ser usado pode ser encontrado através da equação 7 (TI, 2009):

$$C(min) = \frac{Is(max) \times D}{f_s \times \Delta V_s} \quad (7)$$

Onde:

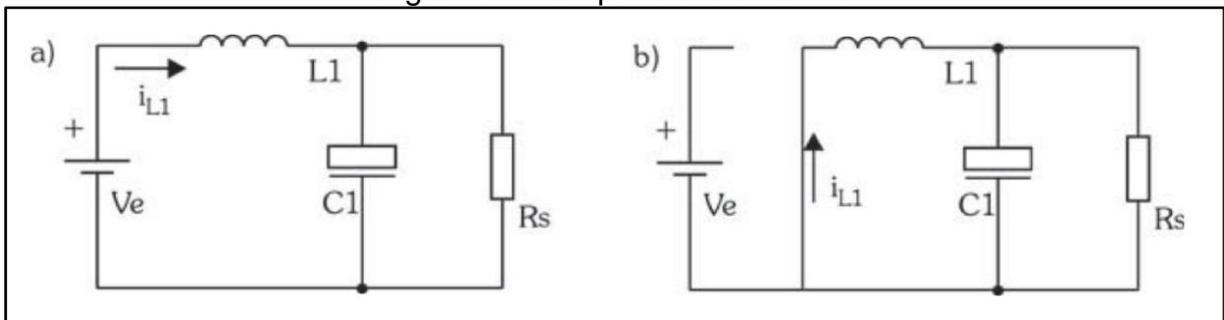
$$\begin{aligned} Is(max) &= \text{Corrente máxima de saída} \\ D &= \text{Ciclo de trabalho} \\ f_s &= \text{Frequência de chaveamento} \\ \Delta V_s &= \text{Variação de tensão de saída} \end{aligned}$$

2.2.2 Conversor *Buck*

O regulador buck é bastante popular. Nele a tensão de saída V_s é menor que a de entrada V_e (RASHID, 2014). A relação entre elas é apresentada na Tabela 1. Também nesse conversor o transistor de potência funciona como uma chave controlada e o diodo como uma chave não controlada.

O funcionamento do regulador Buck pode ser dividido em duas etapas, mostradas na Figura 10. Na primeira (Figura 10.a), o transistor T1 conduz e a fonte V_e é conectada ao circuito da carga. Na segunda (Figura 10.b), o transistor entra na região de corte e o diodo passa a conduzir devido à energia armazenada no indutor L (MELLO, 2011). A corrente no indutor começa a diminuir até que o transistor volte a conduzir e o ciclo se repete.

Figura 10 – Etapas modelo Buck



Fonte: Mello (2011).

Para este tipo de conversor, em aplicações que não exigem uma corrente elevada, existem diversos fabricantes que possuem soluções integradas, requerendo poucos componentes externos. Nas folhas de dados, geralmente são fornecidos exemplos, as fórmulas e os passos necessários para a definição dos componentes necessários no circuito. Caso se deseje projetar um conversor buck, os componentes podem ser definidos seguindo os passos a seguir (TI, 2011).

Para o desenvolvimento do conversor, existe a necessidade de definir as especificações iniciais (TI, 2011), que são:

- faixa de tensão da entrada: $V_e(mín)$ e $V_e(máx)$;
- tensão nominal da saída;
- corrente máxima de saída;
- controle a ser utilizado;

e) frequência de trabalho.

Os componentes podem ser determinados seguindo o procedimento a seguir (TI, 2011).

2.2.2.1 Passo 1 – Cálculo do ciclo de trabalho

Para definir o ciclo de trabalho, utiliza-se a equação 8:

$$D = \frac{V_{out}}{V_{in(max)} \times n} \quad (8)$$

Onde:

$$V_{out} = \text{Tensão de saída}$$

$$V_{in(max)} = \text{Máxima tensão de entrada}$$

$$n = \text{Eficiência do conversor}$$

2.2.2.2 Passo 2 – cálculo do indutor

Para definir o cálculo do indutor, utiliza-se a equação 9 e 10:

$$L = \frac{V_{out} \times (V_{in} - V_{out})}{\Delta I_L \times f_s \times V_{in}} \quad (9)$$

Onde:

$$V_{in} = \text{Tensão de entrada}$$

$$V_{out} = \text{Tensão de saída}$$

$$f_s = \text{Mínima frequência de chaveamento}$$

$$\Delta I_L = \text{Corrente de ripple no indutor}$$

$$\Delta I_L = (0.2 - 0.4) \times I_{out(max)} \quad (10)$$

Onde:

$$\Delta I_L = \text{Corrente de ripple estimado no indutor}$$

$$I_{out(max)} = \text{Máxima corrente de saída}$$

2.2.2.3 Passo 3 – seleção do diodo retificador

Para definir o cálculo do diodo, utiliza-se a equação 11:

$$IF = I_{out}x(1 - D) \quad (11)$$

Onde:

$IF = \text{Corrente média de passagem}$

$I_{out}(max) = \text{Máxima corrente necessária na aplicação}$

2.2.2.4 Passo 4 – configuração da tensão de saída

Para definir o cálculo da tensão de saída, utiliza-se a equação 12 e 13:

$$R2 = \frac{VFB}{I \frac{R1}{2}} \quad (12)$$

$$R1 = R2x \left(\frac{V_{out}}{VFB} \right) - 1 \quad (13)$$

Onde:

$R1, R2 = \text{Divisor resistivo}$

$VFB = \text{Tensão de feedback}$

$I R 1/2 = \text{Corrente que passa pelo divisor resistivo}$

$V_{out} = \text{Tensão de saída}$

2.2.2.5 Passo 5 – determinação do capacitor de entrada

O valor mínimo para o capacitor de entrada é normalmente dado no datasheet. Este capacitor é necessário para estabilizar a tensão de entrada dos picos de corrente efetuados pelo chaveamento da fonte (TI, 2011).

2.2.2.6 Passo 6 – determinação do capacitor de saída (C).

O valor mínimo do capacitor a ser usado pode ser encontrado através da equação 14 (TI, 2011):

$$C_{out}(min) = \frac{\Delta IL}{8xfsx\Delta V_{out}} \quad (14)$$

Onde:

$C_{out}(min) = \text{Mínima capacitância de saída}$

$\Delta IL = \text{Corrente de ripple no indutor}$

$f_s = \text{Mínima frequência de chaveamento}$

$\Delta v_{out} = \text{Tensão de ripple na saída}$

2.3 FONTE DE ALIMENTAÇÃO

Conectada após o circuito de proteção contra inversão de tensão no sistema projetado, a fonte de alimentação é responsável por transformar a tensão de entrada em níveis de tensão fixos, reduzidos e de valores definidos, necessários para o funcionamento do microcontrolador e do amplificador de corrente.

Um determinado projeto de fonte de alimentação pode ser necessário para satisfazer uma série de exigências, entre elas: isolamento entre a fonte e a carga, densidade de potência buscando redução de tamanho ou peso, controle da direção de fluxo de potência, alta eficiência de conversão, formas de onda de entrada e saída com uma baixa distorção harmônica total para filtros pequenos e um fator de potência controlado no caso da fonte de tensão ser alternada (RASHID, 2014).

Independente do tipo de fonte de alimentação implementada, a qualidade ideal da tensão por ela fornecida é contínua e sem ondulações, ou seja, quanto menor a ondulação, melhor é o sinal. Uma forma de melhorar a qualidade da tensão é utilizando uma etapa de regulação. De forma simples, pode-se adicionar um circuito integrado regulador de tensão. A gama de reguladores disponíveis no mercado é bem ampla, podendo ser de tensão fixa ou ajustável. As folhas de dados fornecem as ligações e cálculos necessários para as aplicações destes componentes (CRUZ, 2015).

Existem diversas topologias de fontes, de acordo com a complexidade e as exigências do projeto. De forma geral, podem ser classificadas em fontes de alimentação CC ou CA, sendo utilizado, regularmente, mais de um estágio para produzir saídas com especificações desejadas. Em aplicações menos complexas, em geral podem ser utilizados conversores CC-CC (vistos na seção anterior) para esta aplicação (RASHID, 2014).

2.4 MICROCONTROLADOR

Microcontroladores são circuitos integrados que contêm uma unidade central de processamento, memória, entradas e saídas de dados, e diversos periféricos

para operações específicas em processos (HAUPT, 2016).

Estes circuitos eletrônicos são programáveis. O programa, gravado dentro do componente, é uma estrutura lógica de operações, as quais são executadas pela unidade lógica aritmética (ULA) do microcontrolador. Quanto mais poderosa for a ULA, maior será sua capacidade de processamento (SOUZA, 2009).

Os microcontroladores possuem internamente memória para gravação do programa, memória de dados, temporizadores, conversores A/D, portas de entrada e saída, PWM e diversos outros periféricos (SOUZA, 2009).

A correta seleção do microcontrolador é vital para o êxito do projeto, segundo Lima (2014), para uma escolha mais adequada do microcontrolador devem ser levados em consideração algumas de suas características técnicas, como a arquitetura, consumo, periféricos, velocidade de processamento, tamanho do encapsulamento e escalabilidade.

A melhor opção de microcontrolador para o projeto é o que permite um rápido desenvolvimento e que atenda os requisitos do sistema de uma forma robusta e confiável, além disso a seleção não precisa ser definitiva, pois ao longo do projeto, caso seja constatado que o componente selecionado não atende os requisitos ele pode ser substituído por um modelo que contemple os recursos necessários. Ao final do projeto também pode ser avaliado uma redução de escopo do microcontrolador caso o mesmo esteja super dimensionado (LIMA, 2014).

2.5 MOTOR BLDC

Segundo Spartano (2006), o motor BLDC é um tipo de motor DC, sem escovas, síncrono, que é alimentado com energia trifásica em seu estator e fornece energia mecânica ao eixo. Os campos gerados pelo estator e rotor possuem a mesma frequência e o modelo não possui escorregamento como geralmente se observa em motores de indução. O acionamento desse tipo de motor exige um *driver*, sendo comum o uso de um inversor trifásico controlado por microcontrolador.

O motor BLDC realiza a comutação eletronicamente usando o *feedback* da posição do rotor para definir quando trocar a corrente. Os enrolamentos do estator trabalham de forma conjunta com ímãs permanentes no rotor a fim de gerar uma densidade de fluxo quase uniforme no espaço de ar. Isso possibilita que as bobinas do estator sejam acionadas por uma tensão contínua, a qual simplesmente muda de

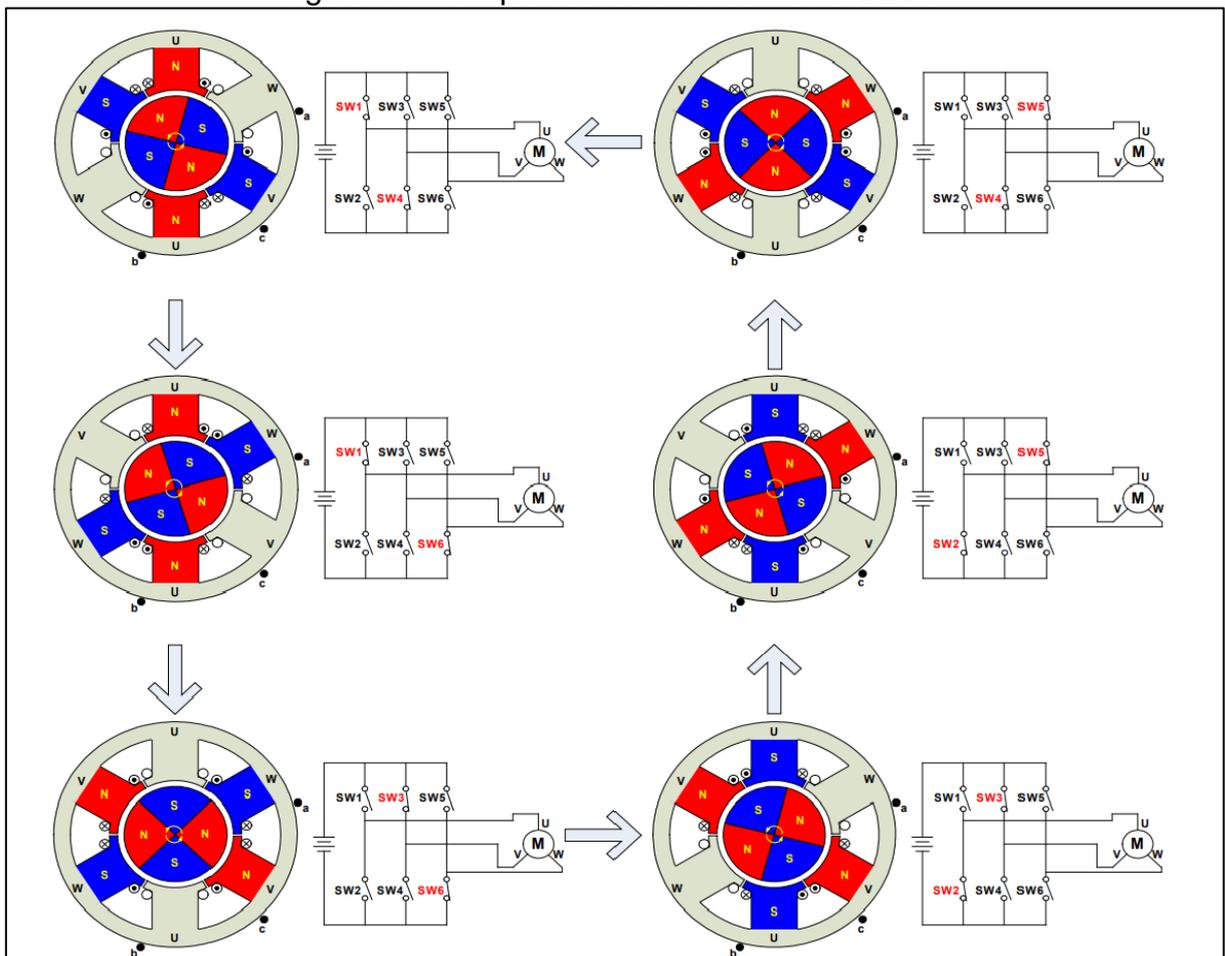
uma bobina do estator para a próxima, gerando uma forma de onda de tensão CA (MPS, 2014).

Em comparação a outros tipos de motores, as principais vantagens do BLDC são (BARATIERI, 2011):

- ampla faixa de velocidades de rotação;
- resposta dinâmica rápida;
- peso e volume reduzido;
- característica linear de torque x velocidade;
- aumento da densidade de energia;
- ausência de comutadores, reduzindo a manutenção.

Como desvantagem, pode ser citada a necessidade de um circuito eletrônico para o acionamento sincronizado do motor (BARATIERI, 2011). A função deste circuito eletrônico é comutar as fases do seu estator a uma fonte DC, seguindo a sequência de chaveamento vista na Figura 11.

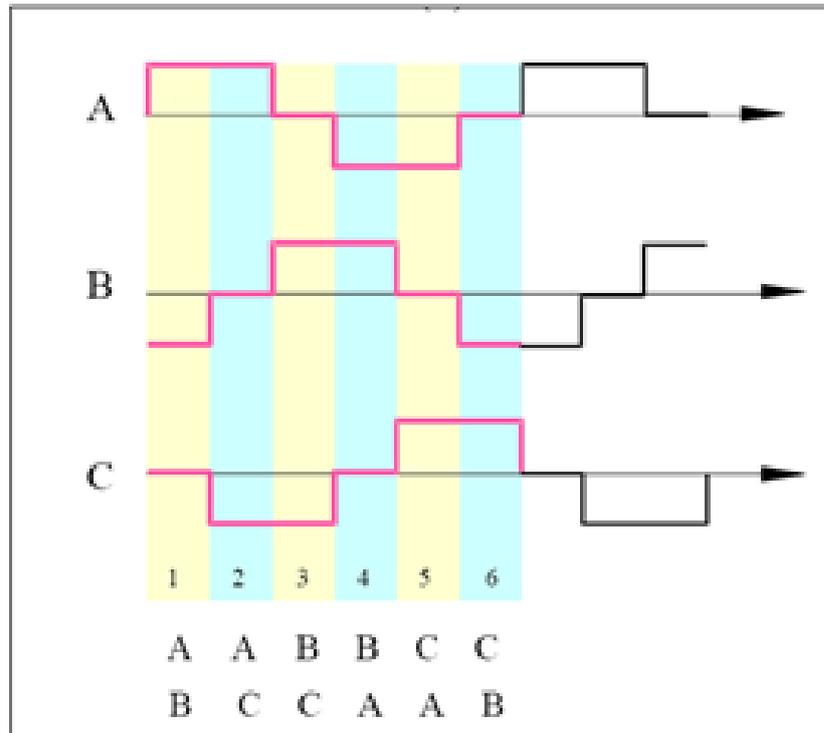
Figura 11 – Sequência de chaveamento BLDC



Fonte: Adaptado de MPS (2014).

Os três terminais do motor são normalmente referidos como A, B e C ou U, V e W. O intervalo de condução para cada fase é de 120 graus elétricos e a comutação das fases segue a seguinte sequência: AB-AC-BC-BA-CA-CB. Cada estágio da condução de corrente é denominado como sendo uma etapa (SPARTANO, 2006) e estas podem ser vistas na Figura 12.

Figura 12 – Forma de onda do chaveamento BLDC



Fonte: Spartano (2006).

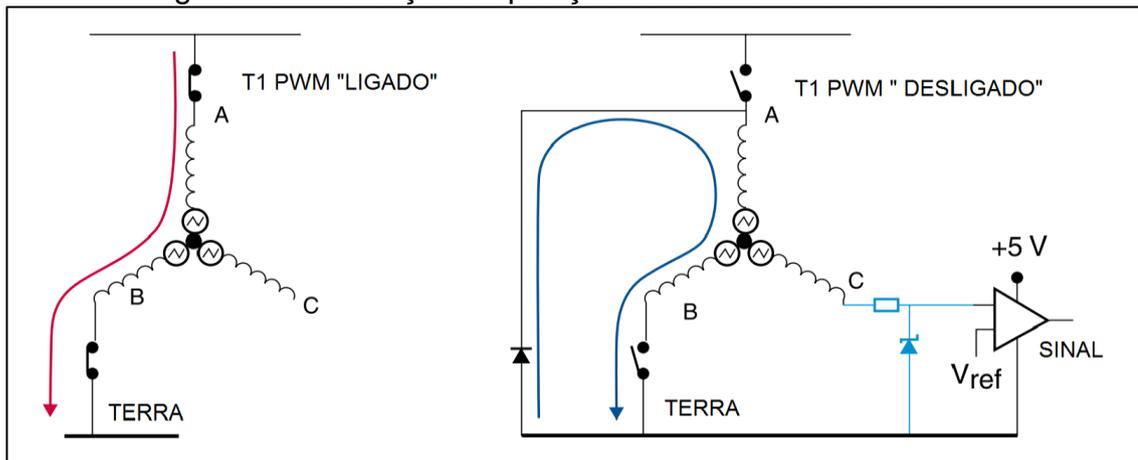
Além da sequência de comutação, é necessário que o motor esteja em sincronismo e para isso é necessário detectar a posição do rotor. A determinação da posição pode ser realizada através do uso de sensores Hall. Entretanto, essa aplicação requer fios adicionais que agregam custo e complexidade ao sistema, podendo ainda reduzir sua confiabilidade (ST, 2013). Segundo Kim, Lee e Ehsani (2005) as abordagens alternativas para detectar a posição do rotor sem a adição de sensores podem ser classificadas em: métodos baseados nos fundamentos da Força Contra-Eletromotriz (FCEM) (entre eles a medição da tensão terminal, a integração da FCEM, o uso da terceira harmônica da FCEM e a condução do diodo de roda livre), métodos baseados no cálculo de fluxo, métodos baseados em observador ou demais métodos (que incluem o procedimento de injeção de sinal e o procedimento baseado em indutância).

Krishnan (2001) aponta como os quatro principais métodos para a detecção da posição do rotor 1) a estimativa através de modelos de máquina que fazem uso das tensões e correntes aplicadas e dos parâmetros de resistência, auto indutância e indutância mútua, 2) a medição da FCEM utilizando bobinas de detecção, 3) o método da terceira harmônica e 4) a medição da FCEM a partir das fases inativas. A desvantagem do primeiro método mencionado é que a sensibilidade dos parâmetros de podem introduzir erros, resultando em sinais de comutação imprecisos. O grande problema do método das bobina de detecção encontra-se na adição de chicotes de fios, fato que não é aceitável em drives de compressores de refrigeradores. O terceiro método utiliza apenas resistores e um motor conectado em estrela onde a terceira harmônica da FCEM induzida é obtida e utilizada para gerar um sinal de controle. Entretanto a conexão do motor deve ser estrela a quatro fios (KRISHNAN, 2001).

Já a medição da força contra-eletromotriz a partir de fases inativas é o método mais comumente usado. Baseia-se no monitoramento de FCEM quando as fases não estão energizadas, produzindo informações sobre o cruzamento de zero e sobre quando a FCEM atinge a região constante, o que indica quando a fase deve ser energizada. A polaridade da força contra-eletromotriz determina a polaridade apropriada da corrente a ser injetada na fase (KRISHNAN, 2001). Esse método pode ser explicado de forma simplificada utilizando o esquema básico mostrado na Figura 13.

A qualquer momento, um dos três terminais não está sendo acionado e nenhuma corrente flui através desse condutor. Outra fase está sendo modulada através de um sinal PWM a fim de regular a velocidade, e durante a parte desligada do ciclo PWM, os outros dois terminais são efetivamente conectados ao terra. Nesse intervalo, é possível monitorar a FCEM da fase não energizada e determinar sua polaridade, monitorando o cruzamento por zero. Durante cada ciclo do PWM, apenas no final do tempo de desligamento do PWM, a tensão do terminal flutuante é amostrada e comparada com um valor limite muito baixo (essencialmente zero) e o nível lógico resultante aciona a máquina de estado de comutação. Essa comparação pode ser realizada pela ação de um conversor ADC de um microcontrolador ou por um comparador de tensão, como mostrado na Figura 13, o que gera um sinal idêntico ao que seria produzido por um sensor Hall (ST, 2013).

Figura 13 – Detecção da posição do rotor através da FCEM



Fonte: Adaptado de ST (2013).

É importante lembrar que todos os métodos que dependem da FCEM induzida apresentam a como desvantagem o fato de que, quando o rotor está parado, a informação sobre sua posição não está disponível, já que não há FCEM induzida com velocidade nula (KRISHNAN, 2001).

2.6 DRIVER'S PARA ACIONAMENTO DE MOTORES TRIFÁSICOS BLDC

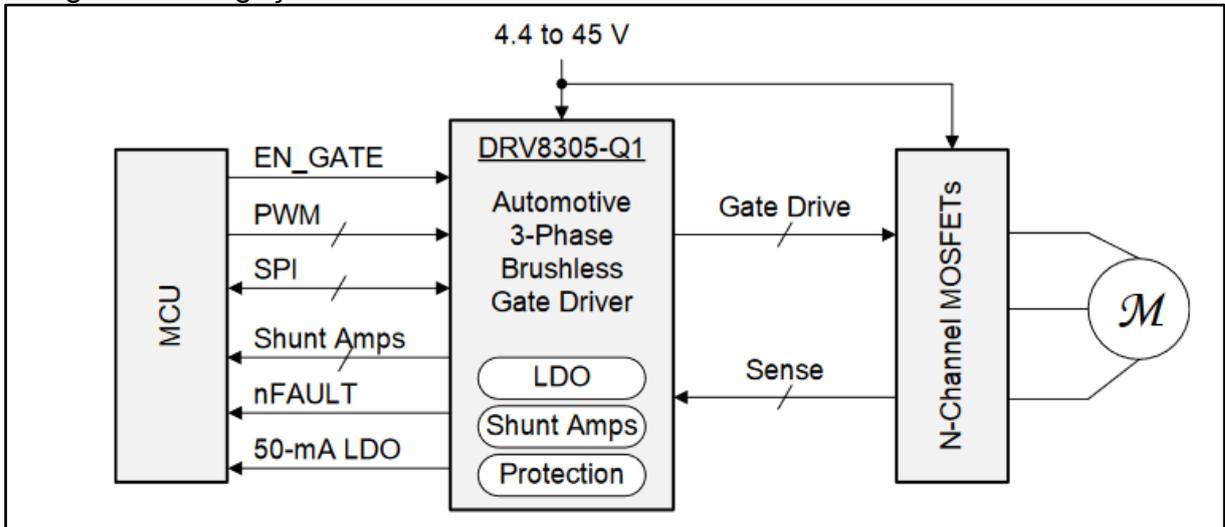
A Texas Instruments (2015), assim como outros fabricantes, fornece um circuito *driver* como um IC de interface para aplicações de motores trifásicos. O dispositivo fornece três acessos de meia-ponte, cada um capaz de conduzir um MOSFET de canal N de lado alto e baixo. Cada acesso ao MOSFET oferece suporte de 100% de ciclo de trabalho (PWM).

Alguns *drivers* para motores BLDC podem incluir 3 acessos de hardware a resistores *Shunt* (1 por fase), ou 3 (um para cada fase). Suportando medições precisas de corrente com ganho de amplificação variável através de registradores programáveis (TEXAS INSTRUMENTS, 2015). Outras características do *driver* BLDC DRV8305S podem ser observadas abaixo:

- a) regulador LDO integrado;
- b) acionamento por 1 (single), 3 ou 6 canais PWM;
- c) acesso aos periféricos via hardware ou protocolos de comunicação;
- d) desligamento térmico e alertas de temperatura;
- e) diagnóstico de falhas e *watchdog*;
- f) proteção de curto-circuito e sobrecorrente nos MOSFET's;

- g) falha na detecção de MOSFET's;
- h) proteção contra inversão de polaridade;
- i) aumento de tensão no gate dos MOSFET's reduzindo o RDson.

Figura 14 – Ligação do *driver* DRV8305 entre um microcontrolador e MOSFET's



Fonte: Adaptado de Texas Instruments (2015).

A Figura 14 apresenta a ligação entre um *driver* de motor BLDC com o microcontrolador e o banco de MOSFET's. O *driver* aciona os MOSFET's conforme a sequência recebida pelo microcontrolador, enviando seu diagnóstico pela comunicação SPI. Caso uma falha ocorra, a conexão *nFAULT* é acionada e o erro pode ser lido.

A tensão de operação utilizada pelo microcontrolador (indicado por MCU na Figura 14) é abaixo de 3,3 Volts, o que não permite acionar o gate de um MOSFET diretamente. Com a interface do *driver*, a tensão de gate do banco de MOSFET's pode ser configurada, conforme mostra a Tabela 2.

Tabela 2 – Tensão de operação no gate de MOSFET's do *driver* DRV8305

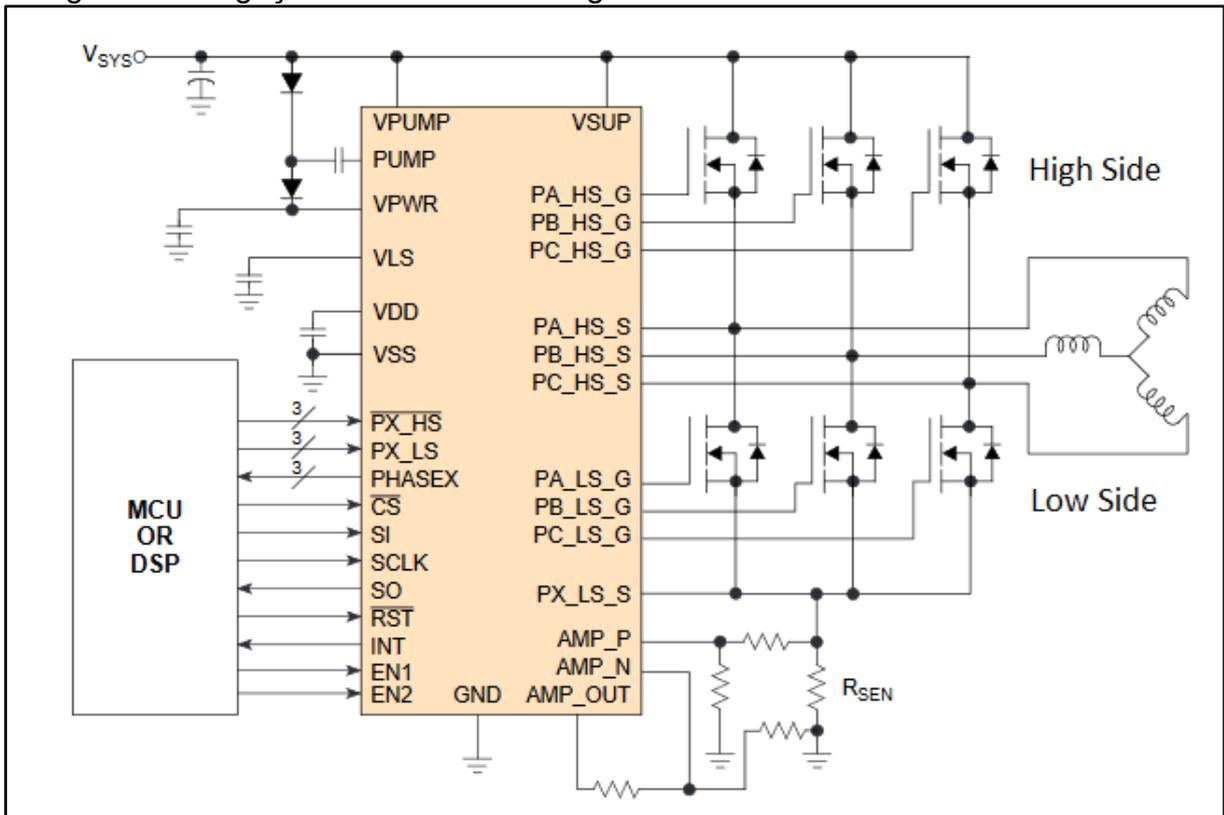
	MIN	MAX	Unidade
Tensão de Alimentação (<i>PVDD</i>)	-0.3	45	V
Tensão de Alimentação <i>Ramp Rate</i> (<i>PVDD</i>)	0	2	V/ μ s
Tensão no pino de <i>gate High Side</i> (<i>GHx</i>)	-5	57	V
Diferença de tensão (<i>Gate-Source</i>) (<i>GHx-SHx</i>) - (<i>GLx-SLx</i>)	-0.3	15	V
Tensão no pino de <i>gate Low Side</i> (<i>GLx</i>)	-3	12	V
Tensão no pino <i>Source High Side</i> (<i>SHx</i>)	-5	45	V
Tensão transiente 200ns <i>gate</i> (<i>SHx</i>)	-7	45	V

Fonte: Adaptado de Texas Instruments (2015).

A Tabela 2 possui dois parâmetros que indicam a tensão no gate dos

MOSFET's. *High-side gate driver pin voltage*(GHx), corresponde a tensão na parte alta do banco, ou MOSFET's ligados diretamente a alimentação externa. *Low-side gate driver pin voltage*(GLx), corresponde a tensão ligada na parte baixa do banco, ou seja, MOSFET's ligados entre a alimentação do motor e o aterramento. A diferença entre os componentes de *High-side* e os de *Low-side* pode ser visualizada na Figura 15.

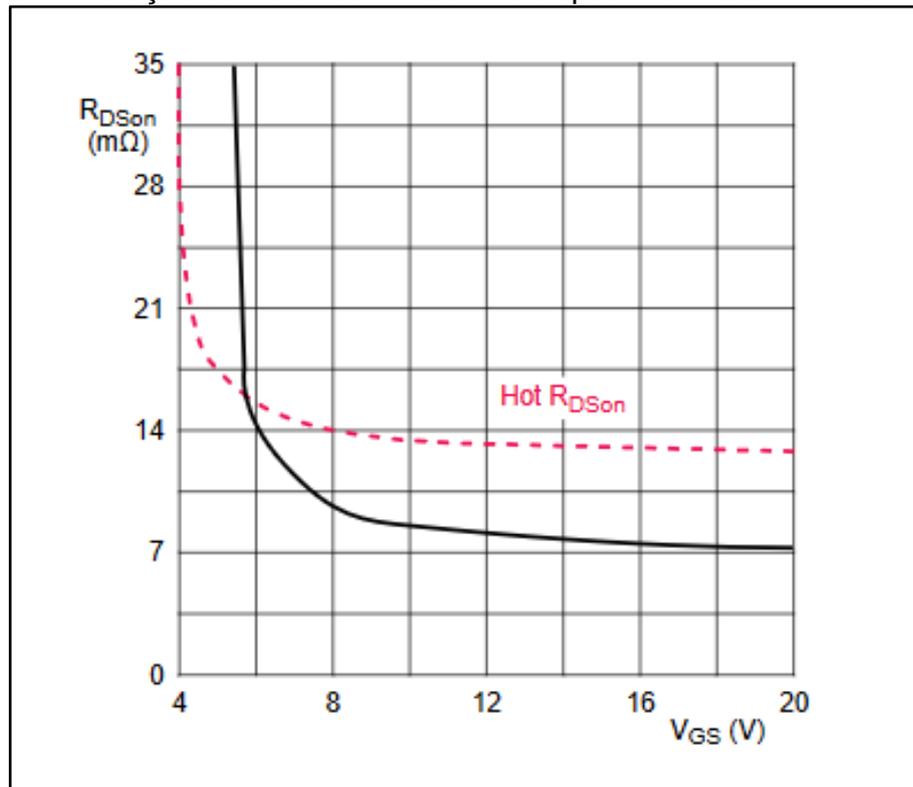
Figura 15 – Ligação de MOSFET'S High-Side e Low-Side em motores trifásicos



Fonte: Adaptado de NXP Semiconductors (2019).

Utilizando um *driver* para interface entre o microcontrolador e o banco de MOSFET's, a tensão de gate é aumentada conforme mostra a Figura 15, alterando o R_{DSON} do componente.

R_{DSON} é a típica e máxima resistência série de um dispositivo em seu estado ligado e nas condições impostas. Pode variar com a temperatura ambiente e com a tensão aplicada no seu gate (V_{gs}) (NXP, 2020). O gráfico da Figura 16 mostra a alteração de R_{DSON} no componente BUK7Y12-55B.

Figura 16 – Alteração do valor de R_{DSon} no dispositivo MOSFET BUK7Y12-55B

Fonte: Adaptado de NXP Semiconductors (2020).

A linha preta mostrada na Figura 16, corresponde ao R_{DSon} na temperatura de 25°C. A linha vermelha, mostra a alteração na resistência quando a temperatura é elevada a 120°C (NXP, 2020).

3 METODOLOGIA DE PROJETO

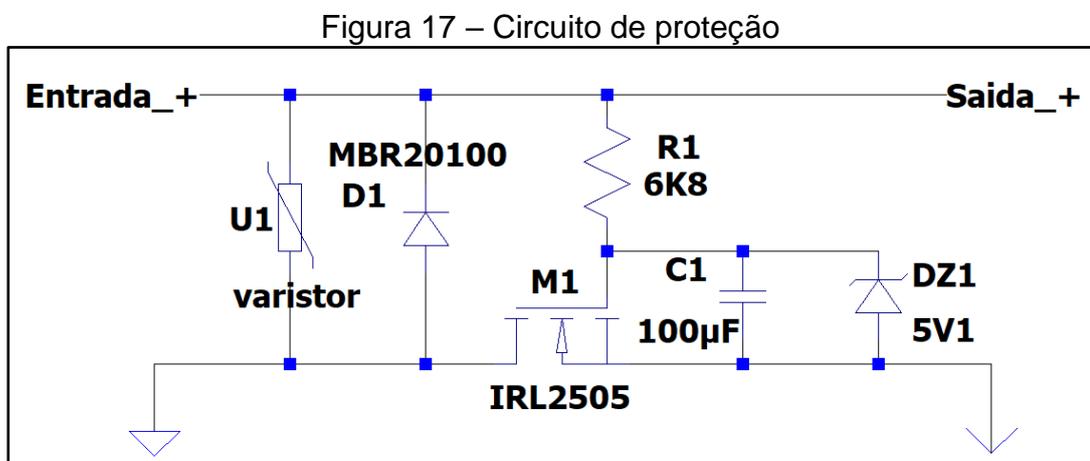
Neste capítulo serão abordadas as soluções encontradas para o desenvolvimento, montagem e teste do sistema para controlar um BLDC, proposta deste trabalho.

3.1 CARACTERÍSTICAS DO MOTOR BLDC

Para o desenvolvimento deste trabalho, foi utilizado um compressor selado do fabricante Masterflux código CASCADE 17-0146Y1, ideal para sistemas de refrigeração. O motor, que fica na parte interna do compressor, pode operar a uma velocidade de 1.800 a 4.200 RPM com corrente média de 2,7 A.

3.2 PROJETO DO SISTEMA DE PROTEÇÃO CONTRA INVERSÃO DE POLARIDADE

Para fazer a proteção do equipamento, foram definidos dois métodos que trabalham em conjunto: a solução com um diodo em paralelo com a entrada de alimentação e mais um MOSFET canal N para conectar a alimentação de entrada com restante do circuito, como observado na Figura 17.



Fonte: Elaborada pelo autor (2020).

Para definir a capacidade de corrente suportada pelo MOSFET, existe a necessidade de todo o equipamento estar em funcionamento, o que nesta etapa do projeto não é possível. Portanto optou-se por medir a corrente máxima de consumo

em um circuito com as características semelhantes ao deste trabalho. Realizando-se esse procedimento, o valor máximo obtido foi de 4,2 A com a tensão mínima de alimentação que é 10 V.

Com o valor máximo de corrente definido, a seleção do MOSFET foi feita em virtude da resistência de condução, que, neste caso, para que não gere perdas por calor, tem que ser a menor possível. Outro fator que deve ser levado em conta é o preço, pois quanto menor for a resistência interna maior será o custo do componente. A tensão do componente também precisa ser considerada, devendo ser maior que a tensão máxima de alimentação. Além disso, deve ser levado em conta os picos de tensão que podem surgir na alimentação.

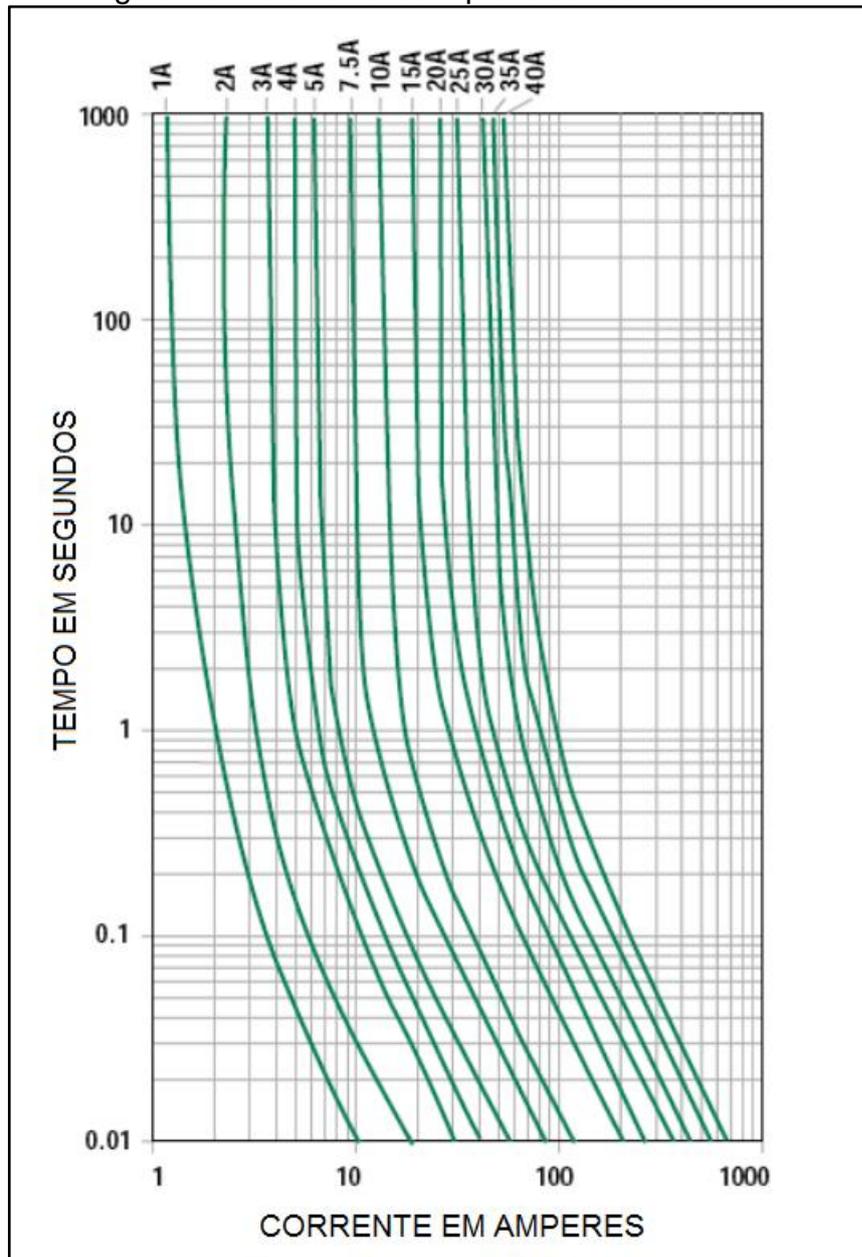
Baseado em todas as características citadas acima, foi selecionado o MOSFET IRL2505S (INFINEON, 2004), que segundo o fabricante, suporta 55 V e possui uma resistência interna de 8 m Ω . Utilizando a Equação 15 para cálculo da potência, tem-se que o valor a ser dissipado no componente em função de sua resistência interna é de 141 mW, desconsiderando as perdas por chaveamento.

$$P = R \times I^2 \tag{15}$$

Segundo os dados fornecidos pelo fabricante do MOSFET IRL2505S, a tensão máxima da porta é de 16 V. Por este motivo foi introduzido o diodo zener de 5V1 que limita o valor desta tensão. O resistor de 6K8 Ω serve para limitar a corrente no diodo em 3,4 mA, conferindo ao mesmo uma potência de 17 mW. Em paralelo com o diodo zener, foi acrescentado um capacitor cerâmico de 100 nF para supressão de ruídos.

Para a utilização do diodo em paralelo com a entrada do circuito, é necessário inserir no chicote de alimentação um fusível em série para limitar o surto de corrente quando o diodo estiver diretamente polarizado. Foi selecionado um fusível do tipo lâmina com capacidade de corrente de 10 A, do fabricante Littelfuse (LITTELFUSE, 2016) da série ATOF. Na Figura 18 pode ser observado que o tempo de ruptura do fusível selecionado é de 10 ms para uma corrente em torno de 120 A.

Figura 18 – Corrente de ruptura do fusível lâmina

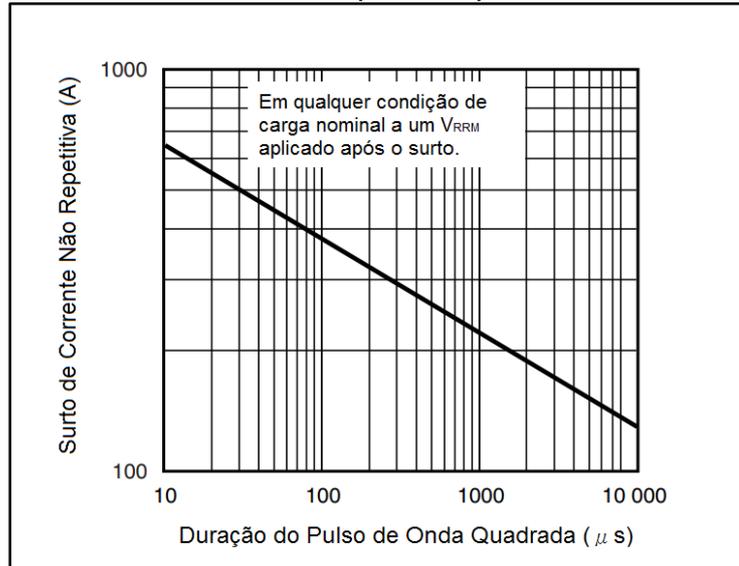


Fonte: Adaptada de Littelfuse (2016).

Em virtude da corrente de ruptura do fusível, foi selecionado o diodo duplo MBRB20100 (VISHAY, 2017). Segundo as características do fabricante, cada um deles suporta 10 ms para uma corrente de aproximadamente 140 A, conforme pode ser visto na Figura 19. Apesar de um diodo ser suficiente para esta aplicação, foram utilizados os dois diodos em paralelo para aumentar a margem de segurança, reduzindo assim a chance de que um surto maior possa danificá-lo.

Como medida protetiva, foi inserido um varistor de 30 V para reduzir picos de tensão que possam entrar pela alimentação.

Figura 19 – Surto corrente suportado pelo diodo MBRB20100

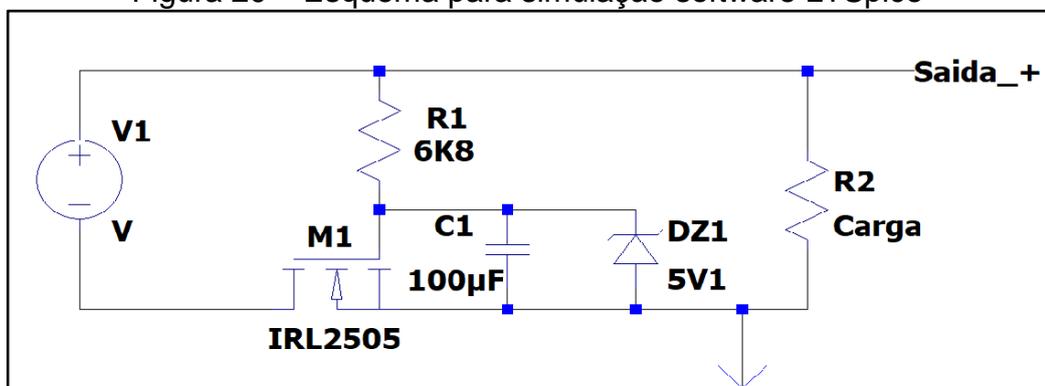


Fonte: Adaptada de Vishay (2017).

3.3 IMPLEMENTAÇÃO E TESTES DO SISTEMA DE PROTEÇÃO CONTRA INVERSÃO DE POLARIDADE

Nesta etapa, pela simplicidade do circuito, foi optado por fazer somente uma simulação de funcionamento, utilizando o programa LTSpice, mostrado na Figura 20. O diodo MBRB20100 foi suprimido do circuito, pois quando a tensão de alimentação for inversa, o diodo será polarizado diretamente e desta forma o teste seria somente do diodo e não do MOSFET, que é o principal objetivo.

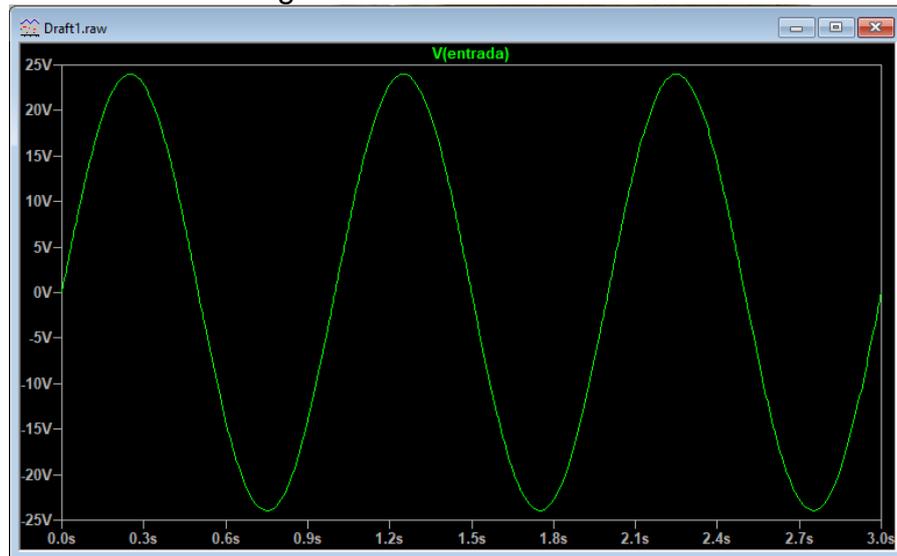
Figura 20 – Esquema para simulação software LTSpice



Fonte: Elaborada pelo autor (2020).

A simulação foi realizada com a aplicação da tensão de entrada V1, de ± 24 V senoidal e frequência de 1 Hz, conforme observado na Figura 21.

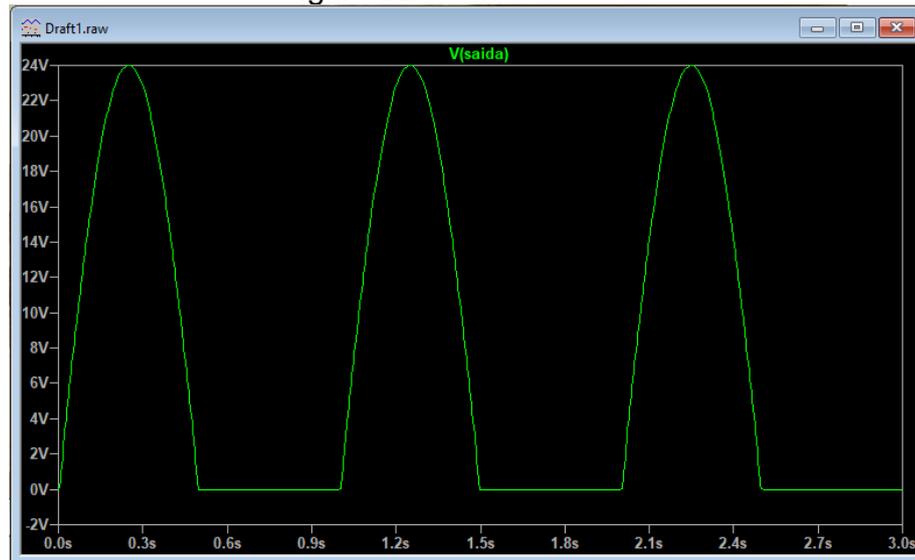
Figura 21 – Sinal de entrada



Fonte: Elaborada pelo autor (2020).

No sinal de saída, mostrado na Figura 22, a tensão negativa foi eliminada, indicando que o circuito funcionou conforme esperado, não deixando que uma tensão inversa danifique o restante do circuito.

Figura 22 – Sinal de saída



Fonte: Elaborada pelo autor (2020).

3.4 PROJETO DA FONTE DE ALIMENTAÇÃO AUXILIAR

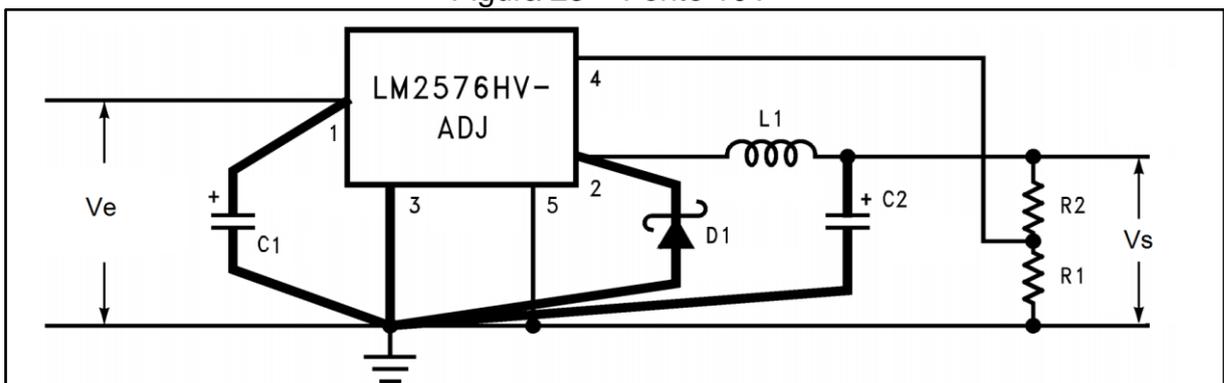
Conectada após a proteção contra inversão de tensão, a fonte de alimentação é responsável por transformar a tensão de entrada que varia de 10 V a 28 V, em tensões fixas de 10 V e 3 V.

Para o fonte de alimentação de 10 V, foi escolhido o regulador Buck LM2576HV-ADJ (TI, 1999).

O regulador Buck LM2576, suporta uma entrada de tensão de 7 a 40V e possui saídas com versões de 3.3 V, 5 V, 12 V, 15 V e ajustável, consegue fornecer uma corrente de 3A, para este conversor funcionar, são necessários somente mais quatro componentes, um capacitor de entrada, um indutor, um diodo e um capacitor de saída (TI, 1999). A definição dos componentes foi realizada através do modelo da Figura 25, utilizando as fórmulas e as recomendações contidas na folha de dados do componente. Segundo os cálculos, os valores obtidos dos componentes foram os seguintes:

- a) C1 - 100 μF ;
- b) C2 - 18,6 μF ;
- c) D1 - Diodo 3A 60V;
- d) L1 - Indutor 150 μH ;
- e) R1 - Resistor 1 K Ω ;
- f) R2 - Resistor 7,13 K Ω .

Figura 23 – Fonte 10V



Fonte: Adaptada de TI (1999).

Para o capacitor de entrada C1 foi utilizado o valor de 330 μF x 35 V, a fim de diminuir o ruído de entrada da fonte. Na saída da fonte, o capacitor mínimo calculado foi de 18,6 μF . Como para uma fonte de alimentação é fundamental que sua saída esteja com o mínimo de ondulação possível, foram colocados dois capacitores de 470 μF x 35V.

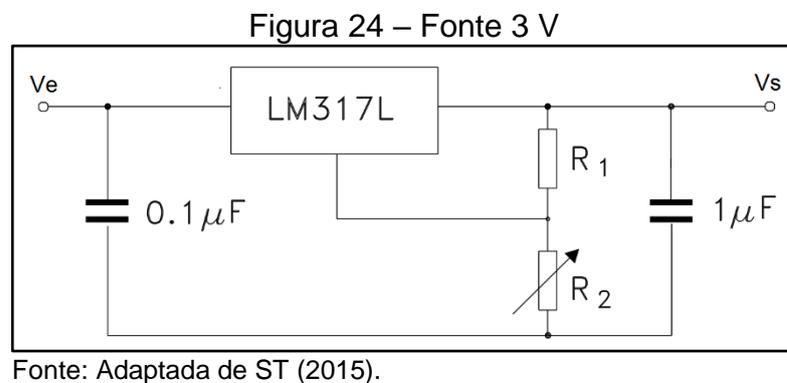
O diodo MBR360, que é de 3 A x 60 V, foi substituído pelo diodo CDBC560-HF (COMCHIP, 2018) de 5 A x 60 V, em função de disponibilidade do componente

na empresa no qual foi desenvolvido este trabalho.

Para o indutor de $150 \mu\text{H}$, foi definido o modelo SRR1208-150ML (BOURNS, 2017).

O resistor R2, de $7,13 \text{ k}\Omega$, não é um valor comercial, motivo pelo qual foi alterado para $8,2 \text{ k}\Omega$. Com isso o valor de saída passou a ser de $9,6 \text{ V}$, o que não implica no funcionamento do circuito.

Foi necessário implementar uma fonte de 3 V , 100 mA para alimentar o microcontrolador. Para esta função foi escolhido o circuito integrado LM317LD13TR (ST, 2015). A fonte de 3 V , que é do tipo linear, foi ligada em série com a fonte de 10 V , para reduzir a dissipação de potência no regulador, conforme mostrado na Figura 26. Seguindo a fórmula da folha de dados do fabricante, os valores calculados para R1 e R2 foram de 330Ω e 470Ω , respectivamente, para que a tensão de saída seja 3 V .



3.5 IMPLEMENTAÇÃO E TESTES DO PROJETO DA FONTE DE ALIMENTAÇÃO AUXILIAR

Utilizando os componentes definidos no projeto, foram realizadas as montagens, do circuito de proteção contra inversão de polaridade, da fonte de alimentação de 10 V e a de 3 V .

O teste foi realizado aplicando uma tensão, entre 10 V e 30 V , na entrada do circuito. Foram realizadas as medidas de tensões nas saídas das fontes de 10 V e 3 V e os valores encontrados foram de $9,5 \text{ V}$ e $3,05 \text{ V}$, respectivamente.

Os resultados obtidos nesta etapa atendem as necessidades do projeto pois os componentes alimentados pelas fontes implementadas admitem as diferenças de tensões encontradas.

3.6 MICROCONTROLADOR

O microcontrolador é fundamental para o desenvolvimento do projeto, sendo o responsável por gerenciar e controlar o conversor de tensão e o amplificador de corrente.

O circuito desenvolvido é para aplicação automotiva, sendo recomendável um microcontrolador ARM de 32 bits, motivo pelo qual foi selecionado o STM32F030C6T6 (ST, 2013). A quantidade de pinos necessários no circuito é de 29 entradas/saídas e este modelo tem 39 disponíveis.

O componente trabalha até a frequência de 48 Mhz, possui 32 kbytes de memória de programa do tipo flash e 4 kbytes de memória do tipo RAM. Além disso, existem versões de componentes com a mesma configuração de pinos, mas com até 256 kbytes de memória de programa, o que é importante caso seja necessária a implementação de um *firmware* maior.

O STM32F030C6T6 possui conversor A/D de 12-bits de resolução, necessário para as leituras analógicas do controle. Conta também com saída PWM para o controle do MOSFET do conversor CC-CC. Este componente também dispõe de portas de comunicação SPI, necessárias para a comunicação com o amplificador de corrente.

3.7 PROJETO DO CONVERSOR ESTÁTICO CC-CC

Para o que o controle do motor BLDC seja efetivo, a tensão de alimentação deve ser fixa. Este circuito tem a finalidade de transformar a tensão de entrada, que pode variar de 10 V a 28 V, em uma tensão estabilizada de 30 V, com uma corrente de até 10 A.

Em virtude das características da tensão de entrada e saída, foi implementado um conversor Boost com as seguintes características de projeto:

- a) frequência de trabalho: 54 kHz;
- b) tensão de entrada: 10 a 28 V;
- c) tensão de saída: 30 V;
- d) corrente de saída: 10 A.

Utilizando o modelo da Figura 9, foram calculados os componentes da etapa de potência do conversor, conforme TI (2009). Segundo os cálculos, os valores

obtidos foram:

- a) ciclo de trabalho (D) = 0,733;
- b) corrente de ondulação do indutor (ΔI_L) = 9 A;
- c) corrente da chave (ISW) = 41,95 A;
- d) valor do indutor (L) = 14,25 μH ;
- e) corrente do diodo (IF) = 10 A;
- f) valor mínimo do capacitor (C) = 1.400 μF .

Pelo cálculo do indutor, o valor necessário é de 14,25 μH , foi optado por utilizar um indutor de 15 μH , código SER2918H-153KL (COILCRAFT, 2019), em função de ser o valor comercial mais próximo.

Com base na corrente de chaveamento, foi selecionado o MOSFET IRL2505S (INFINEON, 2004), que suporta até 74 A, segundo os dados do fabricante. A menor resistência de chaveamento é a partir da tensão de 6 V aplicados na porta, com isso, foi necessário a inclusão do *driver* IR4427S (INFINEON, 2008) para elevar a tensão da saída do microcontrolador, que é de 3 V, para a tensão de 10 V.

O diodo MBRB20100 (VISHAY, 2017) utilizado neste circuito, suporta a corrente de 10 A, o mesmo valor definido nos cálculos. Como este componente possui dois diodos internos, eles foram colocados em paralelo para aumentar a capacidade de corrente.

Na saída da fonte foram colocados dois capacitores de 1.000 μF X 50 V em paralelo, já que capacitância mínima calculada é de 1.400 μF . Em função deste tipo de conversor gerar ruído na entrada de tensão, foi necessário a inclusão de dois capacitores de 330 μF X 35 V em paralelo e um de 330 nF. O valor do capacitor foi definido conforme (TI, 2009).

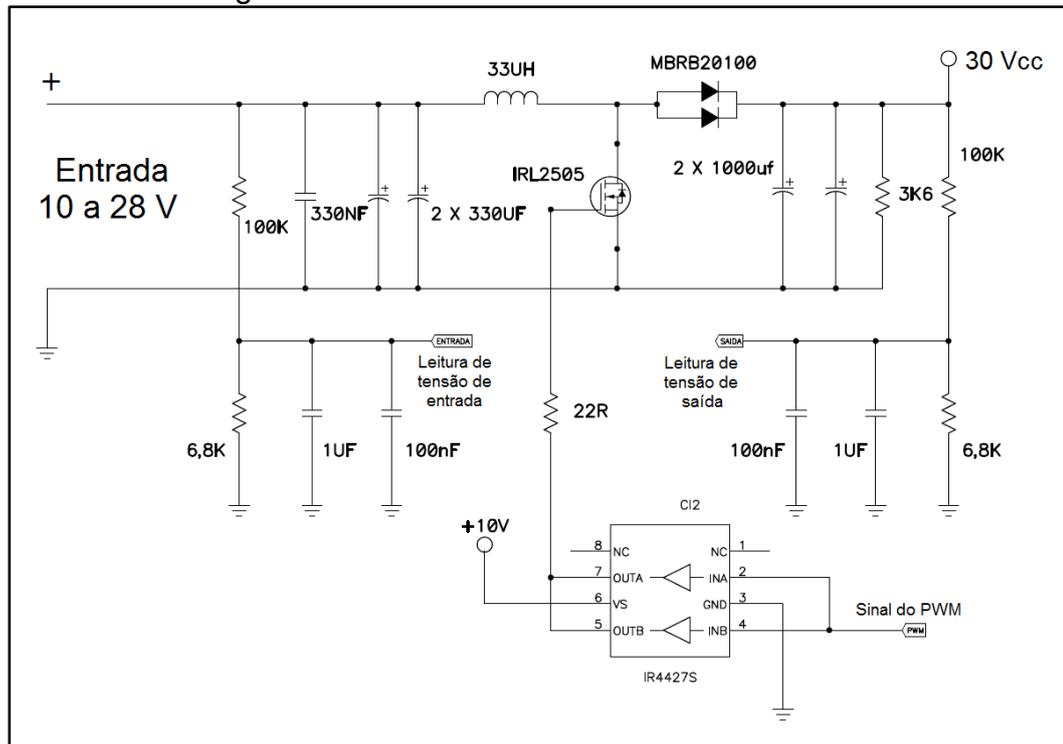
Também foi incluído na saída, um resistor de carga mínima no valor de 3,6 k Ω , para que a tensão de saída não fique oscilando quando não tiver uma carga acoplada.

Os sinais de tensão de entrada e saída, que serão lidos pelo microcontrolador, foram rebaixados através de resistores com uma relação de 100:6,8 e foram incluídos dois capacitores, de 1 μF e 100nF, para a redução de ruídos.

Com os componentes relacionados nesta etapa, o esquema elétrico do

conversor CC-CC pode ser visto na Figura 25.

Figura 25 – Circuito conversor estático CC-CC



Fonte: Elaborada pelo autor (2020).

3.8 IMPLEMENTAÇÃO CONVERSOR ESTÁTICO CC-CC

Com os componentes definidos no projeto, foram montados o conversor de tensão CC-CC e o microcontrolador, além dos componentes que já haviam sido montados na etapa anterior.

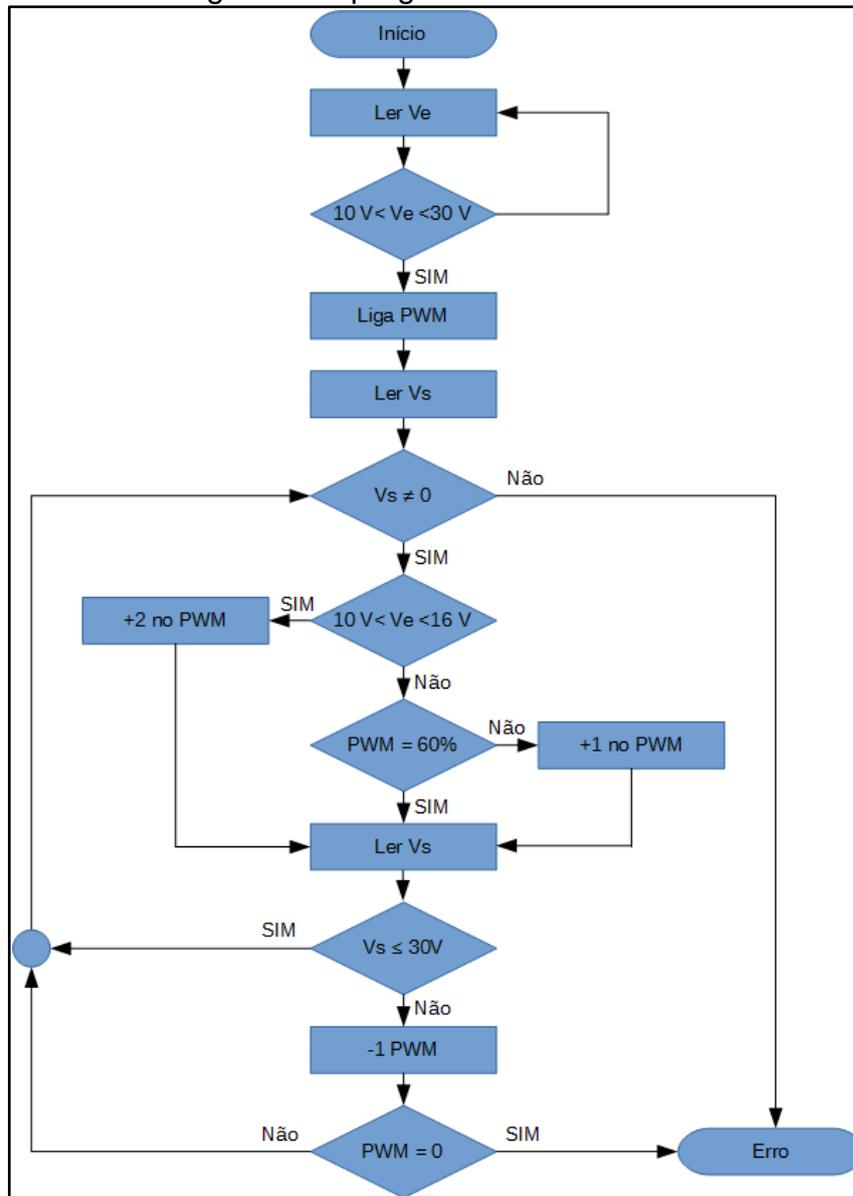
Para o circuito funcionar, foi necessário o desenvolvimento de um programa para o microcontrolador controlar o sinal de PWM do MOSFET, representado no fluxograma da Figura 26.

O controle é definido baseando-se nas informações das tensões de entrada e de saída do conversor CC-CC, lidas através dos conversores A/D.

A fonte projetada é de 30 V 10 A. Em virtude das elevadas correntes, o circuito apresentou um superaquecimento. Além disso, de acordo com a forma que a placa foi projetada, não foi possível adaptar um dissipador de calor, o que motivou a redução da capacidade de corrente de saída para 8 A. Esse fato não prejudica o projeto já que a fonte irá suprir a corrente média consumida pelo motor que é de 2,7 A. Para a partida do motor, onde a potência consumida é maior, o controle deve

gerenciar o consumo para que não ultrapasse a corrente máxima de 8 A.

Figura 26 – Fluxograma do programa do conversor estático CC-CC

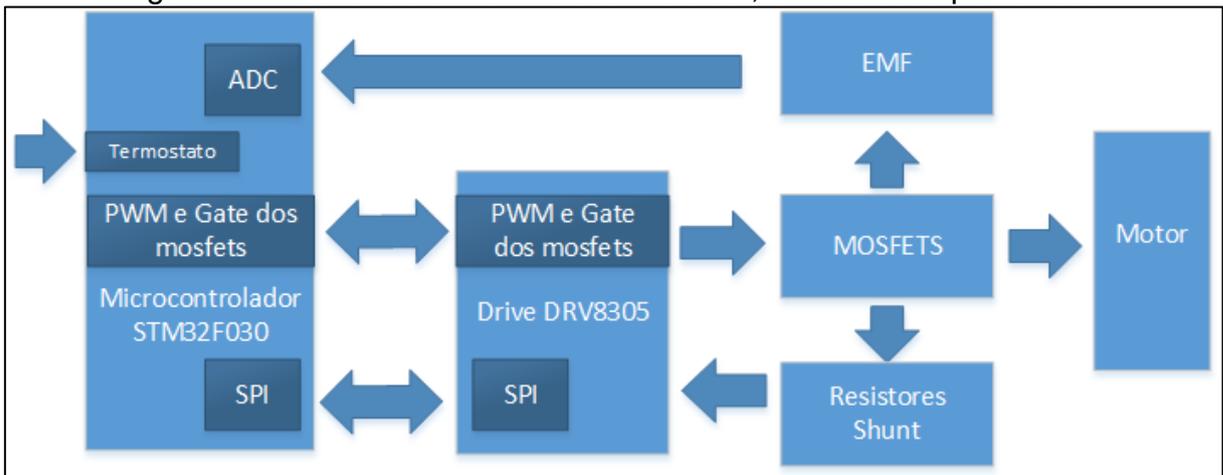


Fonte: Elaborada pelo autor (2020).

3.9 VISÃO GERAL DA LIGAÇÃO ENTRE MICROCONTROLADOR, DRIVE E SEUS PERIFÉRICOS

A Figura 27, esboça a conexão entre microcontrolador, drive e seus periféricos. O sinal de abertura do termostato, inicia o ciclo onde o microcontrolador envia a sinalização de ligado para o pino para o pino EN_GATE do *driver*. Este pino, ativa os *gates* do *driver*, os amplificadores dos resistores *shunt* e seus *pulldowns* internos.

Figura 27 – Conexão entre microcontrolador, drive e seus periféricos



Fonte: Elaborada pelo autor (2020).

Após o pino EN_GATE estar ativo, as configurações de inicialização do *driver* são enviadas nos registradores de escrita da SPI. Alguns parâmetros enviados são:

- a) quantidade de portas necessárias para ativação dos *gates* dos MOSFET's;
- b) tensão limiar de *Undervoltage*, *Overvoltage* e sobrecorrente;
- c) ativação dos resistores de *shunt* e qual a amplificação por canal;
- d) ativação do *Watchdog* e suas temporizações;
- e) falha no gate dos *drivers*;
- f) temperatura de alerta e desligamento.

A leitura de erros pela SPI nos registradores, somente é efetuada após o pino do *driver nFAULT* que recebe um resistor de *pullup*, não alterar seu nível para '0', ou seja, desligado.

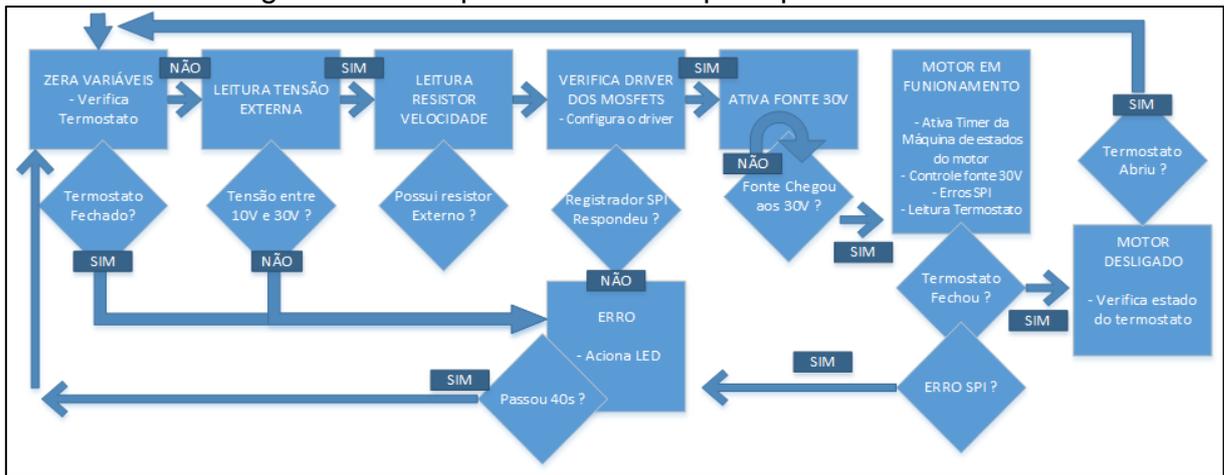
Após as configurações enviadas, conferidas e nenhum erro recebido, o microcontrolador inicia a sequência de ativação dos *gates* dos MOSFET's, conforme a documentação do *driver* DRV8305S e o motor iniciar seu ciclo.

A leitura da sua posição do motor, é efetuada pelo circuito de BMF conectada ao conversor ADC do microcontrolador onde a troca de estados ocorre. Caso uma sobrecorrente ocorra, os resistores *shunt* ligados ao *driver* informam o microcontrolador e o ciclo é interrompido.

3.10 MÁQUINA DE ESTADOS PRINCIPAL DO SISTEMA

O controle do hardware da Figura 27, foi efetuado por um sistema de máquinas de estado que possuem funções específicas, desde inicializar as variáveis até o acionamento do motor. Para melhor entendimento, os estados foram desenhados em blocos conforme mostra a Figura 28.

Figura 28 – Máquina de estados principal do sistema



Fonte: Elaborada pelo autor (2020).

Os estados do *firmware* com suas funções, serão explicadas abaixo obedecendo a sequência. Ao fim, o estado de ERRO é apresentado assim como sua rotina de *loop*.

3.10.1 Estado 1: zera variáveis

Primeiro estado do *firmware*, responsável por zera todas as variáveis utilizadas nos outros estados. Desta forma, é evitado que um valor setado em um estado futuro, interfira num estado passado quando o ciclo reinicia.

Ainda neste estado, é efetuada a inicialização do Conversor Analógico Digital (ADC) para ler o pino do termostato. Caso a máquina inicie com o termostato fechado, significa que ele possui um problema em seus contatos, ou a geladeira atingiu o ponto de desligamento do motor, então o estado de erro é chamado enviando a variável da máquina de estados.

A identificação do erro é efetuada por um led visível na placa, que reinicia o ciclo em 40 segundos. Durante este período de tempo o led permanece em *loop*

efetuando a rotina da Figura 28. O erro chamado no estado ZERA VARIÁVEIS, é o número 1, onde sua rotina será melhor explicada no estado de ERRO.

3.10.2 Estado 2: leitura tensão externa

Neste estado é efetuada a leitura da tensão utilizada, pois existe a necessidade de verificar se o circuito está operando em 12 ou 24 Volts.

A diferenciação é efetuada pois alguns parâmetros de partida do motor são alterados nas duas faixas de tensão. Quando o circuito está operando em 12 Volts, o torque de partida do motor é reduzido pois ocorre um aumento da corrente de partida do motor BLDC.

Quando a tensão lida não corresponder com a tabela de funcionamento, o estado de ERRO é chamado, conforme mostra a Tabela 3.

Tabela 3 – Faixas de tensão e erro relacionado

Operação	Faixa de Tensão (V)	Número Erro	Observação
Faixa 12V	Menor que 10,5V	Erro 2	Baixa tensão faixa 12V
	Entre 10,5V e 18V	Erro 0	Operação normal faixa 12V
	Maior que 18V	Erro 3	Alta tensão faixa 12 V
Faixa 24V	Menor que 20V	Erro 2	Baixa tensão faixa 24V
	Entre 20V e 35V	Erro 0	Operação normal faixa 24V
	Maior que 35V	Erro 3	Alta tensão faixa 24V

Fonte: Elaborada pelo autor (2020).

3.10.3 Estado 3: leitura resistor velocidade

Podem ocorrer situações onde a rotação no motor BLDC necessita ser aumentada, então um pino externo foi adicionado para conexão de um resistor.

Caso ocorra a leitura do pino e o resistor não estiver conectado, a velocidade *default* é utilizada 1850RPM. Uma relação de resistência de até 10k Ω é utilizada para elevar a rotação do motor ao seu máximo, 4200RPM.

3.10.4 Estado 4: verifica *driver* dos Mosfet's

Neste estado, são enviados os registradores de configuração do *driver* DRV8305 via SPI.

A Figura 29 apresenta o registrador de endereço 0x05h que controla os *gates* da parte alta dos MOSFET's. Ao efetuar uma leitura, espera-se receber o valor binário 01101000100 que foi setado em seu estado *default* pelo fabricante do componente, caso a resposta não for obtida em *n* vezes, o estado de ERRO é chamado e identificado como erro 4.

O entendimento sobre o valor binário 01101000100 ocorre da seguinte forma: 0 (RSVD) + 11 (TDRIVEN) + 0100 (IDRIVEN) + 0100 (IDRIVEP)

Figura 29 – Registrador 0x05h do componente DRV8305

BIT	R/W	NAME	DEFAULT	DESCRIPTION
10	R/W	RSVD	0x0	-
9:8	R/W	TDRIVEN	0x3	High-side gate driver peak source time b'00 - 220 ns b'01 - 440 ns b'10 - 880 ns b'11 - 1780 ns
7:4	R/W	IDRIVEN_HS	0x4	High-side gate driver peak sink current b'0000 - 20 mA b'0001 - 30 mA b'0010 - 40 mA b'0011 - 50 mA b'0100 - 60 mA b'0101 - 70 mA b'0110 - 80 mA b'0111 - 0.25 A b'1000 - 0.50 A b'1001 - 0.75 A b'1010 - 1.00 A b'1011 - 1.25 A b'1100 - 60 mA b'1101 - 60 mA b'1110 - 60 mA b'1111 - 60 mA
3:0	R/W	IDRIVEP_HS	0x4	High-side gate driver peak source current b'0000 - 10 mA b'0001 - 20 mA b'0010 - 30 mA b'0011 - 40 mA b'0100 - 50 mA b'0101 - 60 mA b'0110 - 70 mA b'0111 - 0.125 A b'1000 - 0.25 A b'1001 - 0.50 A b'1010 - 0.75 A b'1011 - 1.00 A b'1100 - 50 mA b'1101 - 50 mA b'1110 - 50 mA b'1111 - 50 mA

Fonte: Texas Instruments (2015).

3.10.5 Estado 5: ativa fonte 30V

Neste estado o *timer 16 (TIM16)* que controla o PWM do MOSFET da fonte chaveada é inicializado. Enquanto a fonte não atingir sua tensão de *setup*, o sistema de controle da fonte continua atuando.

Nenhum erro é lido pois o único *feedback* recebido, é o valor de tensão no divisor de medição da fonte. Quando a fonte chegar na tensão de 30 Volts, o estado na máquina é trocado.

3.10.6 Estado 6: motor em funcionamento

Assim que o sistema chegar neste estado, significa que o *driver* respondeu aos comandos do registrador, estando operacional, e a fonte que alimenta o motor BLDC está com sua tensão setada em 30V. Nestas condições o motor pode ser acionado. As funções controladas por este estado podem ser visualizadas abaixo:

- a) **acionamento do motor:** O acionamento do motor é efetuado ligando o *Timer* de 16kHz que controla a máquina de estados da Figura 30, sendo assim, somente neste estado o motor está operacional até receber o sinal contrário do termostato;
- b) **controle da fonte 30V:** Enquanto o motor estiver operacional, é necessário controlar o PWM do MOSFET da fonte para manter sempre a mesma tensão de saída, independente da corrente utilizada pelo motor BLDC e sua rotação;
- c) **erros da spi:** Para efetuar a leitura de erros com o motor operacional, é monitorado o pino *nFAULT* ligado numa porta de entrada no microcontrolador. Caso o pino for alterado para seu nível '0', ou seja desligado, os registradores de erro do *driver* são lidos. Nestes registradores as informações estão diferenciados entre erros de corrente, tensão, temperatura e falha em componentes. Quando o estado de ERRO for chamado diante de um fato ocorrido, carrega a diferenciação para ser imprimido no led;
- d) **leitura do sincronismo do motor:** Para cada mudança ocorrida na máquina de estados do motor, uma variável de tempo é zerada. Caso este tempo ultrapasse um valor pré-determinado, significa que o motor parou e o estado de ERRO é chamado;
- e) **leitura da corrente dos resistores shunt:** Os resistores *shunt* de proteção contra sobrecorrente, são conectados no *driver* dos MOSFET's onde o sinal é amplificado e enviado para o ADC do microcontrolador;
- f) **leitura do termostato:** A máquina de estados do motor permanece operacional enquanto o sinal do termostato estiver aberto.

A saída deste estado ocorre quando o termostato de temperatura fechar indicando que a temperatura chegou no valor setado.

3.10.7 Estado 7: motor desligado

Quando o termostato chegar na sua temperatura de desligamento, seu filamento interno é fechado e este estado é acionado desligando o motor BLDC. O sistema continua monitorando o termostato até abrir, reiniciando o ciclo.

3.10.8 Estado 8: erro

Chamado quando um erro programado for detectado no sistema, acionando um led de sinalização. Cada erro possui uma piscada distinta, facilitando ao usuário a percepção de problemas e a resolução dos mesmos.

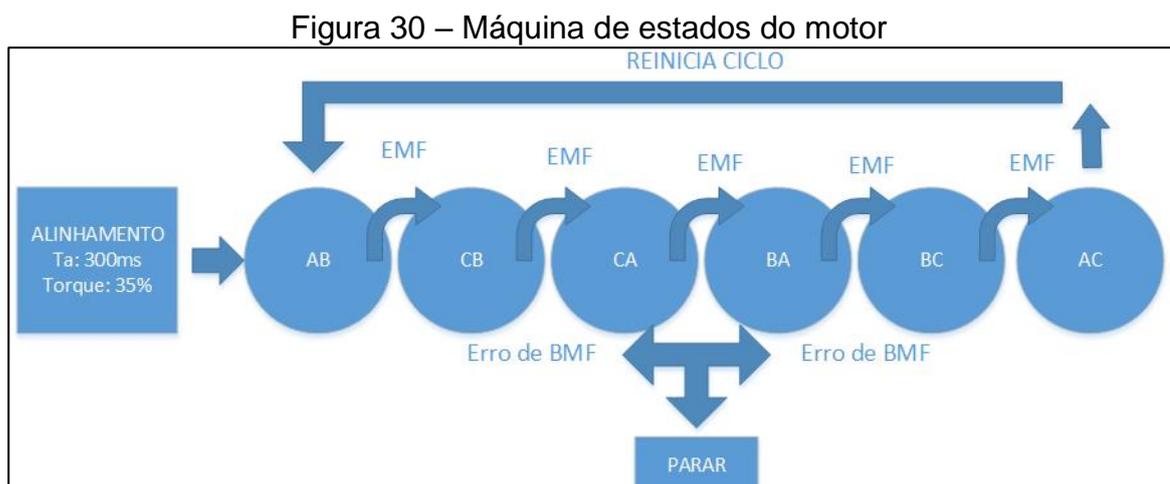
3.11 ESTADOS DE ATIVAÇÃO DO MOTOR

Ao comando de ativação do motor, um *timer* interno do microcontrolador é ativado. Este *timer* possui uma temporização síncrona de 16KHz onde ocorrem as trocas de estado dos *gates* dos MOSFET's que fazem o motor girar.

Antes de iniciar o movimento de rotação do motor, um comando de alinhamento é enviado para as fases do motor. Este estado de alinhamento é necessário, para obter uma posição conhecida de partida do motor pois o motor utilizado no sistema de refrigeração, não possui sensor Hall de posicionamento.

Neste estado de alinhamento, um torque controlado foi enviado por um determinado tempo ao motor. O tempo e o torque precisam ser ajustador pois tempos de alinhamento baixos, geram uma posição desconhecida de partida e escorregamento de fase. Um tempo de alinhamento alto, gera um pico de corrente numa fase onde o motor não está girando, causando aquecimento no motor e nos componentes de potência.

A Figura 30 mostra as seis fases do motor com seu alinhamento inicial. A troca de fase é efetuada pela leitura do circuito de BMF no ADC e quando um erro é detectado, o motor é parado.



Fonte: Elaborada pelo autor (2020).

Para o cálculo do BMF no microcontrolador, o motor é girado por algumas voltas de forma forçada, sem sincronismo de fase. Somente após cálculos de médias de subida e descida nos pinos de leitura do circuito de BMF, o sincronismo de fase é efetuado e a rotação ocorre de forma controlada.

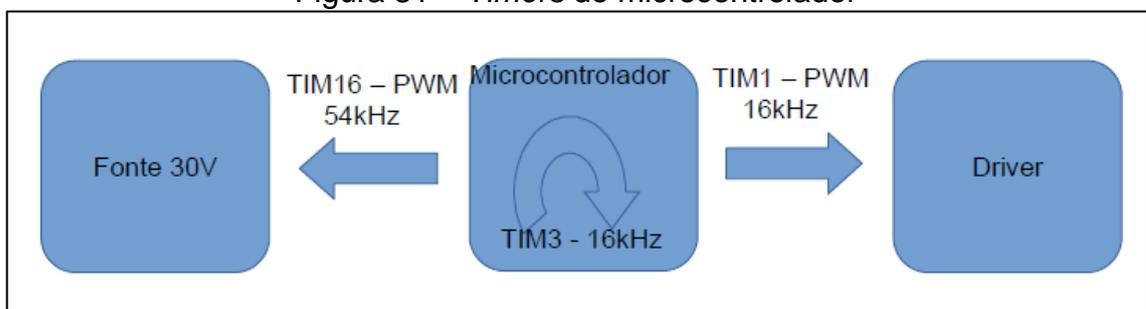
O tempo de alinhamento (T_a) utilizado foi de 300ms e um torque (PWM) no gate dos MOSFET's de 35%. Foram valores fixados em variáveis após testes satisfatórios em laboratório.

3.12 ABORDAGEM GERAL DOS *TIMERS* DO MICROCONTROLADOR

Para ativar as funcionalidades necessárias para o gerenciamento do Hardware, 3 *Timers* do microcontrolador foram ativados. TIM1 (*Timer 1 - PWM*), utilizado entre o microcontrolador e o *driver* para controlar o torque do motor. A frequência deste *Timer*, pode ser medida no gate dos MOSFET's.

TIM3 (*Timer 3 - Internal Timer*), utilizado para gerenciar a máquina de estados do motor e o TIM16 (*Timer 16 – PWM*) utilizado entre o microcontrolador e o MOSFET da fonte de 30V. A Figura 31, apresenta o *Timer* e suas respectivas frequências.

Figura 31 – *Timers* do microcontrolador



Fonte: Elaborada pelo autor (2020).

3.13 COMUNICAÇÃO ENTRE O *DRIVER* DVR8305S E O MICROCONTROLADOR

A comunicação entre o *driver* DRV8305s e o microcontrolador, foi efetuada pela comunicação SPI respeitando o protocolo de orientação dos bits pedido pela documentação. A característica do protocolo será mostrada abaixo:

- a) protocolo de 16 bits de entrada e saída;
- b) 1 bit de escrita [W] ou leitura [R] na posição [15];

- c) bits de endereço na posição [A] [14:11];
- d) 11 bits de dados na posição [D] [10:0].

Quando uma escrita no *driver* é necessária, a posição 15 de um *buffer* (*unsigned int*) de 16 posições, deve ter seu valor definido por '1'. Em seguida, um endereço de 4 bits deve ser setado, complementando os outros 11 bits restantes pelos dados. Para facilitar o processo de comunicação, uma função foi criada com os campos descrito e completados de acordo com a necessidade.

Figura 32 – Funções de comunicação entre o microcontrolador e o *driver*

```

323 void spi send receive( Bool r w, unsigned char adress, unsigned short data){
324 |
334 void spi send( Bool r w, unsigned char adress, unsigned short data){
335 |
343 void spi receive(){
344 |

```

Fonte: Elaborada pelo autor (2020).

A linha 323 da Figura 32, apresenta a função `spi_send_receive`, onde três campos são inseridos. O campo booleano `r_w`, é modificado de acordo com a leitura e a escrita. O campo `adress`, é o endereço de registrador que será gravado, de 0x01 até 0x0C. O campo `data`, são os dados que serão gravados no registrador escolhido.

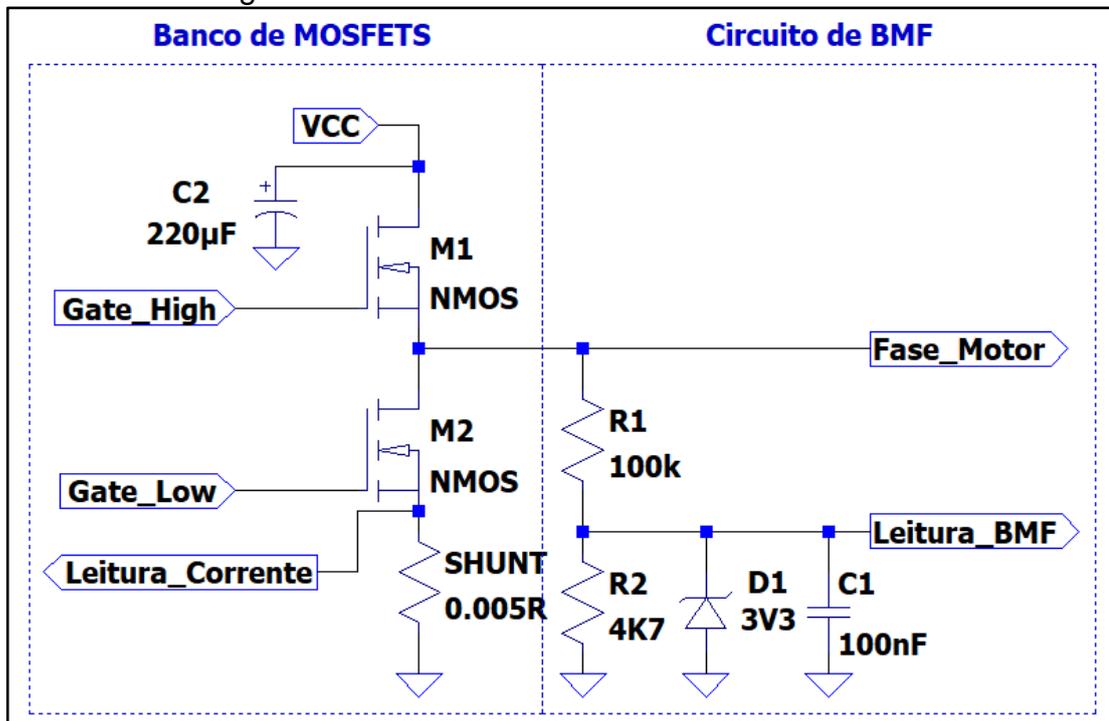
3.14 BANCO DE MOSFET'S E CIRCUITO DE BACK BMF

Para cada fase do motor, foi utilizado o circuito da Figura 33 Cada banco, utiliza dois MOSFET's canal N ligados em série com um resistor *shunt* de 5mΩ, onde a corrente que circula em cada fase é medida. A posição do motor, é identificada pelo circuito de BMF e ligada na entrada do conversor analógico-digital do microcontrolador. Outras características do circuito são descritas abaixo:

- a) utilização de um capacitor 220uF/50V em cada fase para redução de ruído;
- b) cada MOSFET é acionado pelo drive que eleva a tensão de gate e separado em cada fase por Gate High e Gate Low;
- c) o pino de leitura de corrente é ligado ao *driver* onde é amplificado antes de ser lido pelo conversor analógico-digital do microcontrolador;
- d) a corrente do circuto de BMF é limitada pelo resistor de 100kΩ;
- e) a redução de tensão nos resistores é de aproximadamente 21 vezes;

- f) para proteção do circuito de BMF foi efetuada por um diodo Zener de 3,3 Volts juntamente com um capacitor de 100nF para supressão de ruído.

Figura 33 – Banco de MOSFET's e Circuito BMF



Fonte: Elaborada pelo autor (2020).

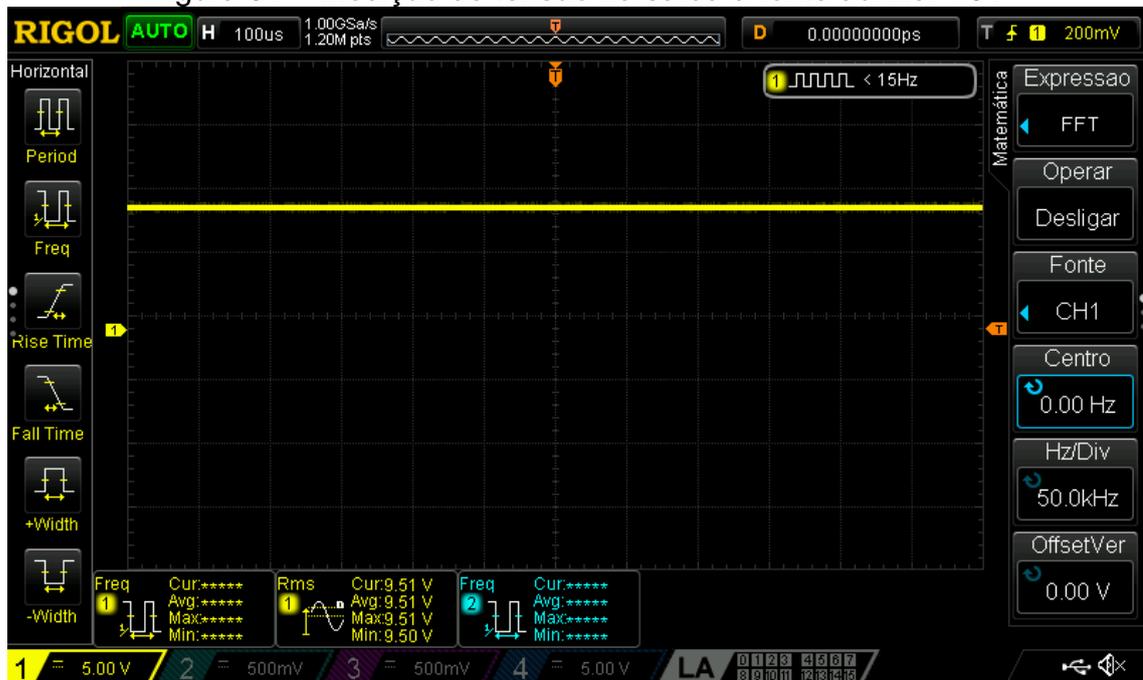
4 RESULTADOS OBTIDOS

Abaixo seguem os principais tópicos dos resultados obtidos, estando divididos de forma a facilitar o entendimento do projeto. Primeiramente será mostrado o resultado da saída na fonte auxiliar de alimentação de 10V, em sequência, a fonte da alimentação do microcontrolador de 3V, o conversor estático de 30V e finalizando com a atuação do BMF na troca de fases.

4.1 FONTE DE ALIMENTAÇÃO AUXILIAR 10V

A leitura do sinal na fonte de alimentação de 10V, foi efetuada sobre os capacitores de saída. A tensão medida neste ponto do circuito, foi de 9,51V conforme mostra a Figura 34. Uma diferença de tensão foi verificada entre o valor calculado e medido, devido aos resistores possuírem precisão de 5%.

Figura 34 – Medição de tensão na saída a fonte auxiliar 10V



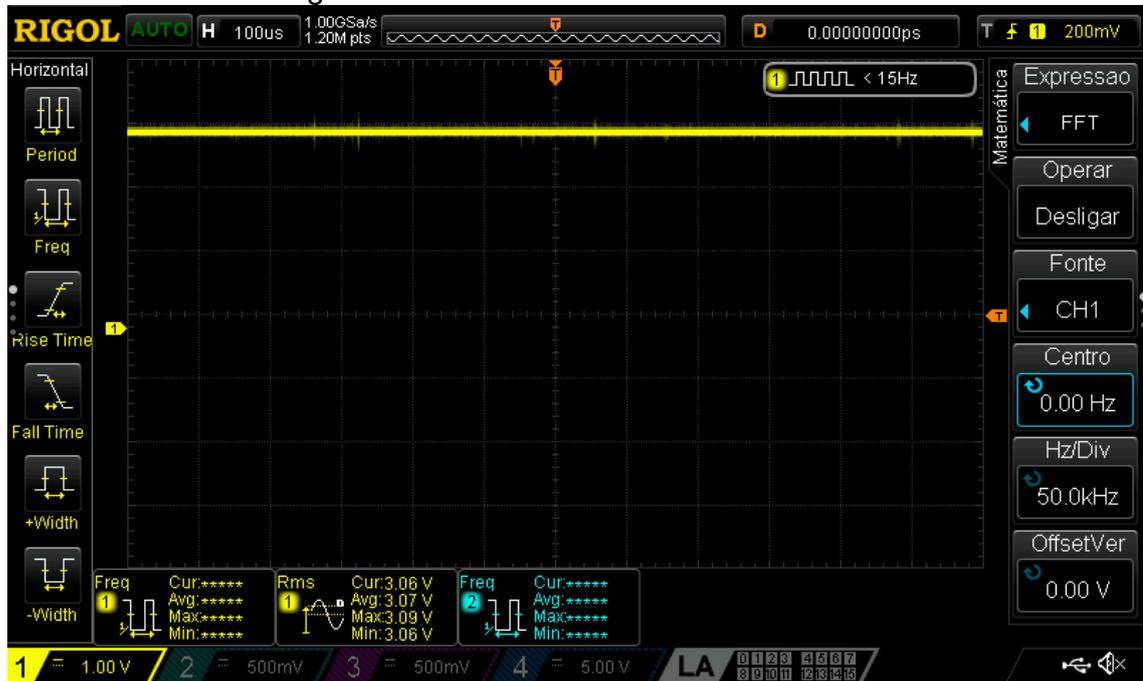
Fonte: Elaborada pelo autor (2020).

4.2 FONTE DE ALIMENTAÇÃO DO MICROCONTROLADOR 3V

A fonte de 3V do microcontrolador, é ligada na saída da fonte auxiliar de 10V e fornece a alimentação necessária para o funcionamento do microcontrolador e do *driver* dos MOSFET's.

Mesmo com a utilização dos resistores R1 e R2 de 1%, a tensão medida na saída do conversor, foi de 3,06V. A Figura 35 mostra a medição efetuada na saída.

Figura 35 – Fonte do microcontrolador 3V



Fonte: Elaborada pelo autor (2020).

4.3 CONVERSOR ESTÁTICO CC-CC

Para facilitar a visualização dos resultados e a atuação dos conversores, estes foram divididos e três testes distintos, Conversor atuando com carga resistiva, conversor atuando com motor partindo em 24V e conversor atuando com motor partindo em 12V.

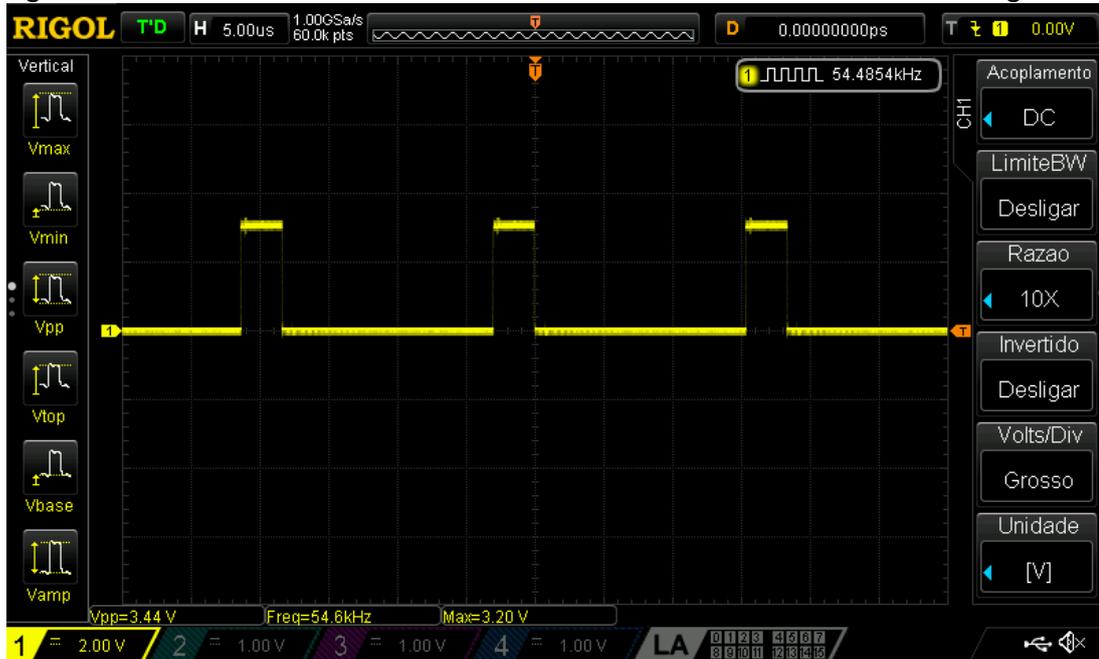
4.3.1 Conversor atuando com carga resistiva

Para realizar o teste do conversor, foi aplicado uma tensão entre 10 V e 30 V em sua entrada, utilizando uma fonte de alimentação 0 a 30 V que possui uma capacidade de corrente de 20 A da marca Instrutherm referência FA-2030.

Na saída do conversor foi conectado um banco de resistores no valor total de 3,6 Ω . Nestas condições, foram medidas a saída de sinal do microcontrolador antes do resistor 22R da Figura 25, no gate do MOSFET após o resistor 22R, no chaveamento do MOSFET e seu ruído na saída, vistos nas Figuras 36 ,37, 38 e 39,

respectivamente.

Figura 36 – Sinal PWM do microcontrolador antes do resistor 22R da figura 25



Fonte: Elaborada pelo autor (2020).

A Figura 37, mostra o PWM enviado pelo microcontrolador que controla a tensão da fonte alimentando o motor BLDC e sua frequência de 54KHz utilizada no MOSFET da fonte.

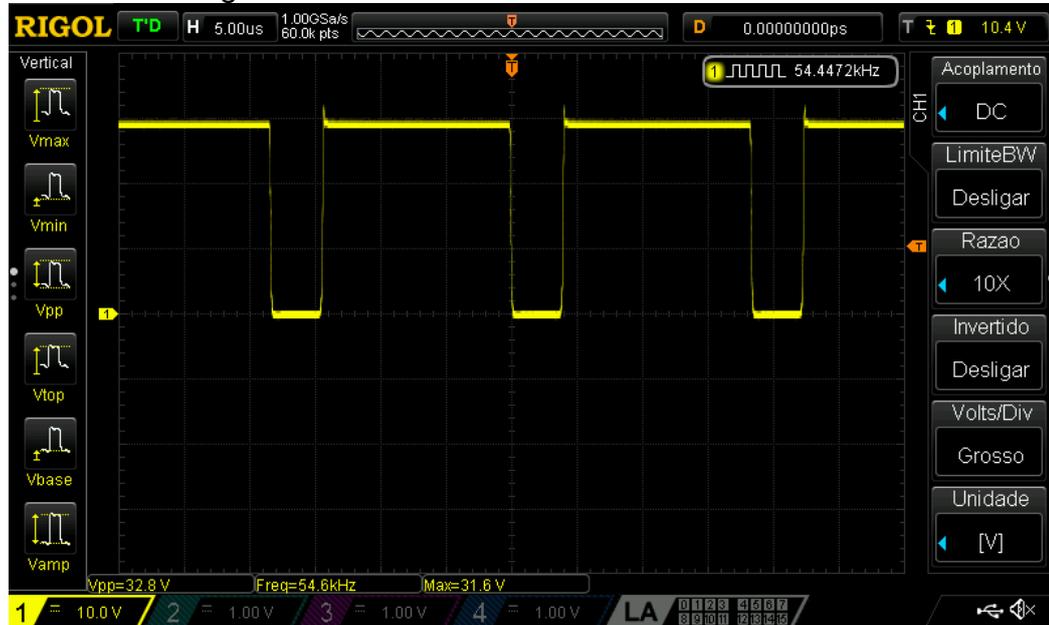
Figura 37 – Sinal no gate do MOSFET após o resistor 22R da figura 25



Fonte: Elaborada pelo autor (2020).

Neste caso da Figura 38, o sinal apresenta uma deformação na sua forma de onda devido ao resistor de gate (R_x) e a capacitância na da porta.

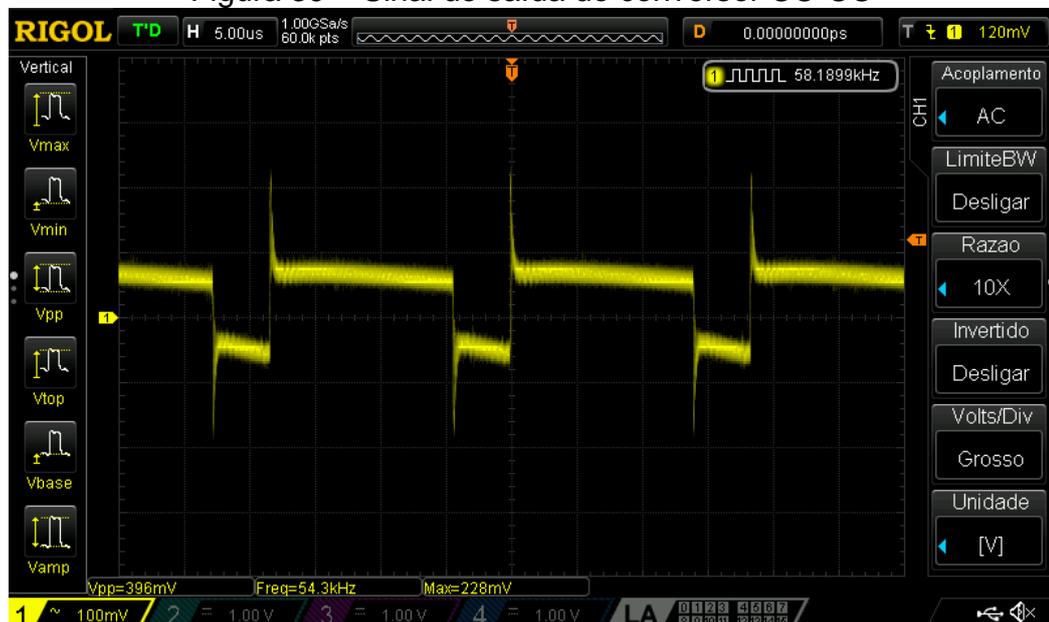
Figura 38 – Sinal de chaveamento do MOSFET



Fonte: Elaborada pelo autor (2020).

Para verificar o nível de ruído no chaveamento do MOSFET, uma medição foi efetuada no porta dreno, conforme mostra a Figura 39. Nesta medição, é possível verificar o baixo ruído produzido devido ao resistor utilizado no gate do MOSFET de chaveamento.

Figura 39 – Sinal de saída do conversor CC-CC



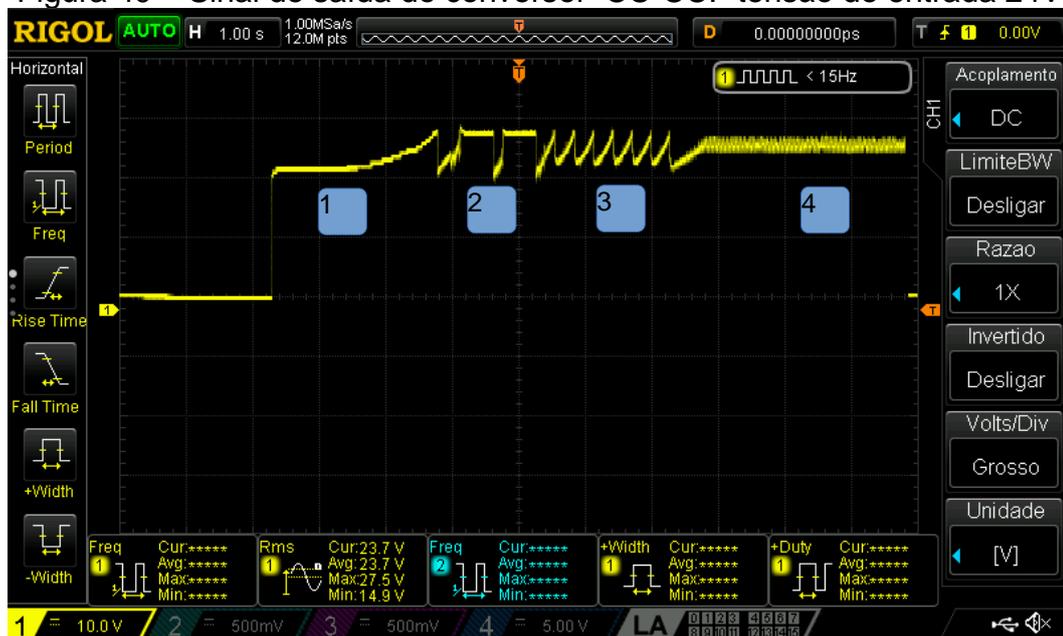
Fonte: Elaborada pelo autor (2020).

Nestas condições, a tensão medida na saída do conversor foi de 30 V, com um ruído de 396 mV. De acordo com as medidas realizadas de corrente e tensão, o rendimento do conversor, ficou em 84 % e 87%, dependendo do valor de tensão aplicado na entrada.

4.3.2 Conversor atuando com motor partindo em 24V

A maior exigência sobre o conversor, é quando o motor está partindo. Na medida que a corrente necessária para movimentar o motor aumenta (torque de partida), a tensão baixa e o algoritmo da fonte necessitam atuar, aumentando o PWM para manter a tensão constante. A Figura 40 mostra a fonte atuando na partida do motor BLDC com uma tensão de entrada em 24 V.

Figura 40 – Sinal de saída do conversor CC-CC.- tensão de entrada 24V



Para um melhor entendimento da imagem gerada pelo osciloscópio, o gráfico da Figura 40 foi dividido em 4 instantes distintos e serão abordados abaixo:

- 1) momento onde o controlador está ligado em 24V, e a atuação do TIM16 gerenciado pelo algoritmo da fonte eleva a tensão até 30V;
- 2) instante que a fonte atinge a tensão de 30V e o motor inicia seu ciclo de partida. No gráfico é possível perceber que o motor gira duas vezes antes da atuação do BMF e o motor iniciar seu ciclo controlado;

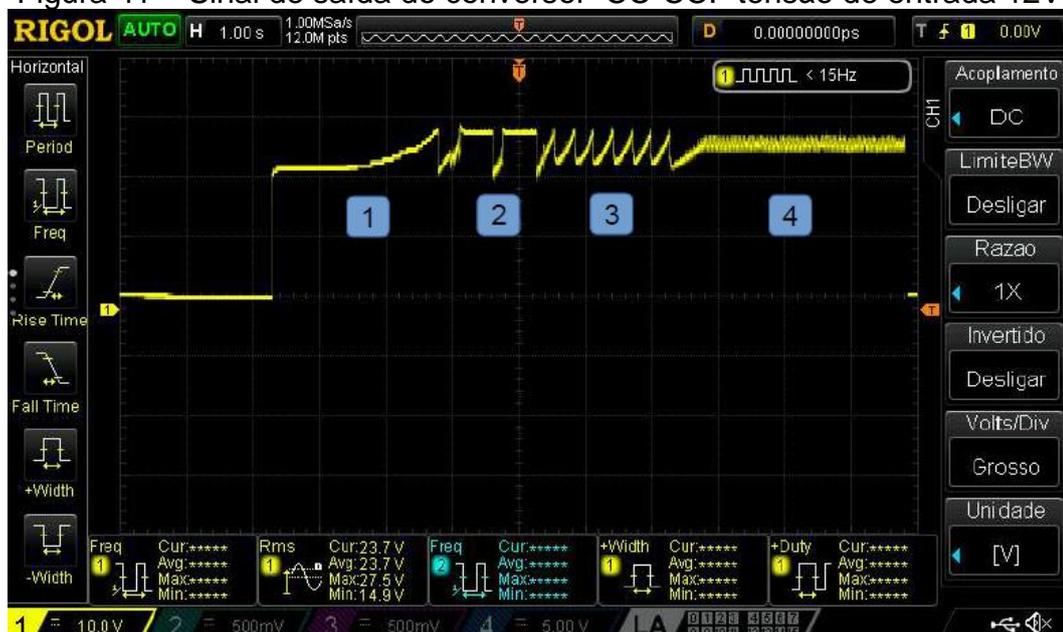
- 3) início do ciclo de rotação de forma controlada com atuação do BMF. Neste instante, é possível perceber o sistema de controle da fonte até o motor atingir seu valor de rotação nominal;
- 4) motor atingiu sua velocidade máxima de rotação, e o sistema de controle da fonte atua para manter o ciclo de rotação estável, na tensão de 30V com seu *Ripple*.

4.3.3 Conversor atuando com motor partindo em 12V

A Figura 41, apresenta o gráfico de saída da fonte de tensão 30V quando o motor está partindo, ligado numa tensão de entrada de 12V. O gráfico foi dividido em quatro instantes distintos para serem abordados abaixo:

- 1) controlador ligado numa tensão de entrada de 12V;
- 2) momento de atuação do TIM16, gerenciado pelo algoritmo da fonte eleva a tensão até 30V;
- 3) instante de partida do motor, onde a elevação da corrente causa uma queda de tensão na fonte, e logo em seguida, o sistema de controle efetua a correção;
- 4) motor inicia seu ciclo controlado e o algoritmo da fonte, mantém a tensão da fonte em 30V.

Figura 41 – Sinal de saída do conversor CC-CC.- tensão de entrada 12V



4.4 ATUAÇÃO DO BMF NA TROCA DAS FASES

Quando o divisor de tensão do circuito BMF envia o retorno de tensão para o ADC do microcontrolador, tem-se o início do ciclo controlado de rotação do motor. No ADC, são identificados limiares de tensão para a troca de cada estado. A Figura 42 apresenta a leitura nos três canais do ADC.

Figura 42 – Atuação do BMF e trocas de fase vistas no ADC



Fonte: Elaborada pelo autor (2020).

No sentido de rotação do motor, algumas setas foram adicionadas na Figura 42 para indicar o momento de troca da fase. Efetuando a leitura do ADC e percebendo uma queda de tensão, o próximo estado é automaticamente chamado e o motor permanece com sua rotação nominal.

O resultado desta troca de estados pode ser observada diretamente no motor, conforme a Figura 43, onde as cores das leituras no ADC mostrada na Figura 42, foram deixadas compatíveis com a Figura 42.

Figura 43 – Atuação do BMF e trocas de fase vistas na entrada do motor



Fonte: Elaborada pelo autor (2020).

A troca de estado da Figura 43, foi indicada pelas setas de cada fase. Neste mesmo gráfico, é possível perceber a atuação do PWM no gate dos MOSFET's. Quando o torque do motor é aumentado através do TIM1 (*Timer 1*) conectado ao *driver*, a velocidade do motor aumenta e conseqüentemente a distância de cada seta diminui.

5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

O objetivo deste trabalho é desenvolver um sistema para controlar um BLDC de 3 fases 30 Vcc, o qual é utilizado em compressores de geladeira para caminhões. A proposta envolvia o estudo teórico dos elementos que compõem o sistema, a fim de ajudar na escolha da melhor configuração de circuito para a aplicação, além de possibilitar o dimensionamento dos componentes necessários. O sistema geral foi dividido em blocos, sendo objetos de estudo deste trabalho, o conversor de tensão, a fonte de alimentação, o sistema contra inversão de tensão o microcontrolador, *driver* e o conversor CC-CA.

As atividades aqui relatadas contribuíram para o desenvolvimento profissional, em especial no campo de conversores CC-CC, muito utilizado em produtos automotivos. De maneira geral, pode-se dizer que o trabalho evoluiu de forma esperada, sendo possível finalizar o projeto, montagem e testes de todas as fases propostas neste TCC II. Os objetivos inicialmente apontados foram alcançados, possibilitando a implementação, a realização de ensaios e a comprovação do funcionamento dos blocos do sistema pretendido. Como diferenças entre as características desejadas no início do trabalho e as obtidas, podem ser citadas a variação nos valores das tensões da fonte de alimentação (resultados que não comprometem o funcionamento do projeto, pois os componentes alimentados admitem as diferenças de tensões encontradas) e a diminuição da corrente fornecida pela fonte (devido ao superaquecimento). No que diz respeito à alteração no valor da corrente, como melhoria em versões futuras do sistema, sugere-se a concepção de uma placa que permita a adaptação de um dissipador de calor, possibilitando o fornecimento de uma corrente com o valor inicial previsto. Entretanto, para contornar este problema, foi feito um gerenciamento no controle de partida do motor para que a mesma não ultrapasse 80% do valor inicialmente pretendido que era de 10A

De maneira geral o sistema funcionou conforme o esperado. Desta forma foram testados os protótipos em bancada, após foi feito um lote piloto e colocado em campo. Como o resultado foi positivo nestas etapas, hoje o produto já é produzido regularmente.

REFERÊNCIAS

- AHMED, A. **Eletrônica de potência**. São Paulo: Pearson Prentice Hall, 2000.
- BARATIERI, C. L. **Controle de Velocidade Sensorless de Motores Brushless DC Submetidos a Variações Periódicas de Carga**. 2011. 119 f. Dissertação de Mestrado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica - Universidade Federal de Santa Maria. Rio Grande do Sul, 2011. Disponível em: <https://repositorio.ufsm.br/bitstream/handle/1/8493/BARATIERI%20CASSIO%20LUCIANO.pdf?sequence=1&isAllowed=y>. Acesso em: 15 Abril de 2019.
- BARBI, I. **Eletrônica de potência: conversores CC-CC básicos não isolados**. Florianópolis: Edição dos Autores, 2000.
- BOGART JR., T. F. **Dispositivos e circuitos eletrônicos**. 3. ed. São Paulo: Makron Books, 2001.
- BOURNS. **SRR1208 Series - Shielded High Power Inductors**. Bourns, 2017. Disponível em: <https://www.bourns.com/docs/Product-Datasheets/SRR1208.pdf>. Acesso em: 20 maio 2019.
- COILCRAFT. **Shielded Power Inductors - SER2900**. Coilcraft, 2019. Disponível em: <https://www.coilcraft.com/pdfs/ser2900.pdf>. Acesso em: 20 maio 2019.
- COMCHIP. **CDBC520-HF Thru. CDBC5100-HF**. Comchip, 2018. Disponível em: <http://www.comchiptech.com/admin/files/product/CDBC520-HF%20Thru195217.%20CDBC5100-HF%20RevB.pdf>. Acesso em: 20 maio 2019.
- CONFEDERAÇÃO NACIONAL DO TRANSPORTE. **Anuário CNT do transporte 2018**. 2018. Disponível em: <http://anuariodotransporte.cnt.org.br/2017/Inicial>. Acesso em: 12 ago. 2019.
- CRUZ, E. C. A. **Eletrônica analógica básica**. 2. ed. São Paulo: Érica 2015.
- HAUPT, A. **Eletrônica digital**. São Paulo: Blucher, 2016.
- INFINEON. **IR4426/IR4427/IR4428(S)&(PbF)**. Infineon, 2008. Disponível em: <https://www.infineon.com/dgdl/ir4426.pdf?fileId=5546d462533600a4015355d60b491822>. Acesso em: 20 maio 2019.
- INFINEON. **IRL2505LPbF/IRL2505SPbF**. Infineon, 2004. Disponível em: <https://www.infineon.com/dgdl/irl2505spbf.pdf?fileId=5546d462533600a40153565b75022502>. Acesso em: 20 maio 2019.
- KASSAKIAN, J. G.; SCHLECHT, M. F.; VERGHESE, G. C. **Principles of power electronics**. New Delhi: Pearson, 2010.
- KIM, T. W.; LEE, H. W.; EHSANI, M. State os the art and the future trends in positions sersorless brishless dc motor/generator drives. In: **Proceddeens**. 31st Annual Conf. of IEEE Industrial Electronics Society IECON 2005. 2005.

KRISHNAN, R. **Eletric motor drives: modeling analysis and control**. New Jersey: Prentice Hall, 2001.

LIMA, T. **O melhor microcontrolador para seu projeto**. 2014. Disponível em: <https://www.embarcados.com.br/microcontrolador/>. Acesso em: 14 set. 2020.

LITTELFUSE. **Circuit protection solutions for automotive applications**. Littelfuse, 2016. Disponível em: <https://www.littelfuse.com/~media/automotive/catalogs/automotive-passenger-car-catalog.pdf>. Acesso em: 31 maio 2019.

MARTINS, D. C.; BARBI, I. **Conversores CC-CC básicos não isolados**. 4. ed. Florianópolis: Edição dos Autores, 2011.

MAXIM. **Reverse-Current Circuit Protection**. 2001. Disponível em: <https://www.maximintegrated.com/en/app-notes/index.mvp/id/636>. Acesso em: 20 maio 2019.

MELLO, L. F. P. **Projetos de fontes chaveadas: teoria e prática**. São Paulo: Érica, 2011.

MPS. **Brushless DC motor fundamentals application note**. Monolithic Power, 2014. Disponível em: https://www.monolithicpower.com/pub/media/document/Brushless_DC_Motor_Fundamentals.pdf. Acesso em: 01 Junho de 2019.

NXP Semiconductors. **Three phase field effect transistor pre-drive**. NXP, 2019. Disponível em: <https://www.nxp.com/docs/en/data-sheet/MC34937.pdf>. Acesso em: 01 out. 2020

NXP Semiconductors. **Understanding power MOSFET data sheet parameters**. Disponível em: <https://assets.nexperia.com/documents/application-note/AN11158.pdf>. Acesso em: 10 out. 2020

RASHID, M. H. **Eletrônica de potência: dispositivos, circuitos e aplicações**. 4. ed. São Paulo: Pearson Education do Brasil, 2014.

SOUZA, D. J. **Desbravando o PIC: ampliado e atualizado para PIC 16F628A**. 12. ed. São Paulo: Érica, 2009.

SPARTANO, M. A. **Motor DC brushless funcionamento e controle**. 2006. 35 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade São Francisco. Campinas, 2006. Disponível em: <http://lyceumonline.usf.edu.br/salavirtual/documentos/625.pdf>. Acesso em: 15 abril 2019.

ST. **LM217L, LM317L**. STMicroelectronics, 2015. Disponível em: <https://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/datasheet/ee/4d/b2/bd/25/fe/44/2c/CD00000469.pdf/files/CD00000469.pdf/jcr:content/translations/en.CD00000469.pdf>. Acesso em: 15 abr. 2019.

ST. **Sensorless six-step BLDC commutation**. STMicroelectronics, 2013. Disponível em: https://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/application_note/26/42/24/a5/f4/7c/4b/90/DM00072008.pdf/files/DM00072008.pdf/jcr:content/translations/en.DM00072008.pdf. Acesso em: 01 jun. 2019.

ST. STM32F030x4 STM32F030x6 STM32F030x8 STM32F030xC.

STMicroelectronics, 2013. Disponível em: <https://www.st.com/resource/en/datasheet/stm32f030f4.pdf>. Acesso em: 15 abr. 2019.

TI. **Basic calculation of a boost converter's power stage.** Texas Instruments Incorporated, 2009. Disponível em: <http://www.ti.com/lit/an/slva372c/slva372c.pdf>. Acesso em: 31 maio 2019.

TI. **Basic calculation of a buck converter's power stage.** Texas Instruments Incorporated, 2011. Disponível em: <https://www.ti.com/lit/an/slva477b/slva477b.pdf>. Acesso em: 14 set. 2020.

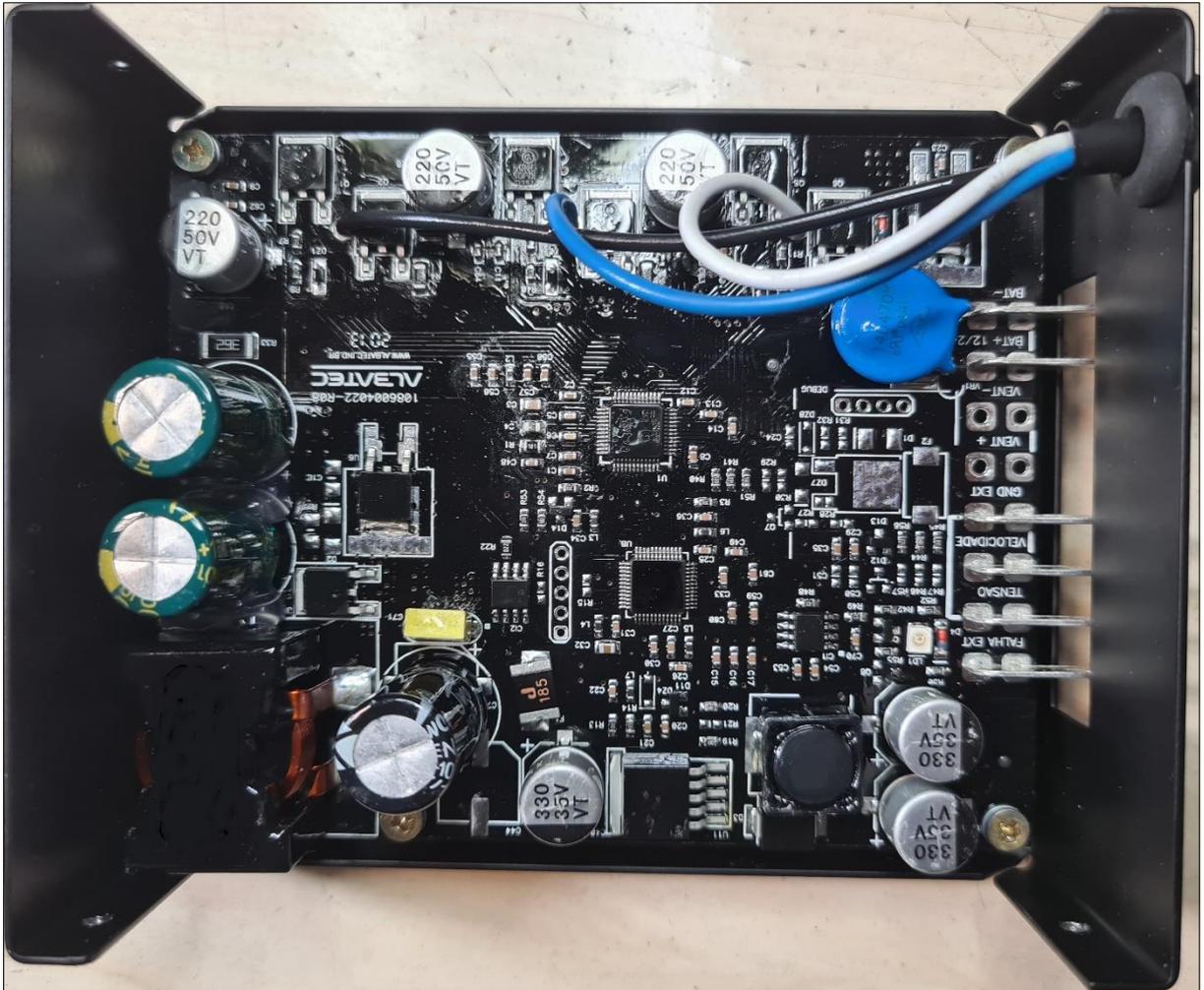
TI. **DRV8305 three phasegate driver with current shunt amplifiers and voltage regulator.** Texas Instruments Incorporated, 2015. Disponível em: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/drv8305.pdf?HQS=TI-null-null-digikeymode-df-pf-null-ww&ts=1605319891066> Acesso em: 06 set. 2020.

TI. **LM2576xx series simple switcher® 3-A step-down voltage regulator.** Texas Instruments Incorporated, 1999. Disponível em: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm2576hv.pdf>. Acesso em: 06 jun. 2019.

VISHAY. **VS-MBRB20...CT-M3, VS-MBR20...CT-1-M3.** Vishay, 2017. Disponível em: <http://www.vishay.com/docs/96404/vs-mbrb20ct-m3.pdf>. Acesso em: 20 maio 2019.

ANEXO A – PRODUTO DESENVOLVIDO MONTADO

Figura 44 – Placa montada conforme o projeto desenvolvido, e verniz de proteção aplicado contra umidade



Fonte: Elaborada pelo autor (2020).