

UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO
ESCOLA POLITÉCNICA
DEPARTAMENTO DE MECATRÔNICA E SISTEMAS MECÂNICOS
PMR3550 - TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO II EM ENGENHARIA MECATRÔNICA

André Kim Chan
Dedimar Dias do Val

**Controle de velocidade em um dispositivo de
assistência ventricular**

São Paulo
2022

ANDRÉ KIM CHAN
DEDIMAR DIAS DO VAL

Controle de velocidade em um dispositivo de assistência ventricular

— Versão Original —

Monografia apresentada ao programa de graduação em engenharia da Escola Politécnica da Universidade de São Paulo como parte dos requisitos para conclusão do curso de graduação em Engenharia Mecatrônica.

Orientador: Prof. Dr. Marcos de Sales Guerra Tsuzuki

Co-Orientador: Prof. Dr. André Cavalheiro

São Paulo
2022

Autorizo a reprodução e divulgação total ou parcial deste trabalho, por qualquer meio convencional ou eletrônico, para fins de estudo e pesquisa, desde que citada a fonte.

Catalogação-na-publicação

Kim Chan, André. Dias do Val, Dedimar.

Controle de velocidade em um dispositivo de assistência ventricular/
A.Kim Chan; D.Dias do Val – São Paulo, 2022.

71p.

Monografia (Programa de Graduação em Engenharia Mecatrônica)
– Escola Politécnica da Universidade de São Paulo. – Programa de Graduação em Engenharia Mecatrônica.

1. Dispositivos de assistência ventricular 2. Motores *brushless* 3. Controle de velocidade *sensorless*.
I. Universidade de São Paulo. Escola Politécnica. Programa de Graduação em Engenharia Mecatrônica.

Dedimar:

Para Vera, que tanto me apoiou e suportou.

André:

Para Chan, grande amigo pela vida.

Agradecimentos

Dedimar:

À Escola Politécnica pelos tantos conhecimentos e oportunidades de conhecer o universo em seu íntimo. Aos orientadores, Marcos Tsuzuki e André Cavalheiro, por nos guiarem nessa trajetória de pesquisa. Ao Professor Arturo, por primeiro ter me acompanhado no desvendar de milhões de neurônios e suas funções.

À Vera, por sua paciência e apoio. À Clara por me emprestar seus óculos e me fazer enxergar um mundo mais belo. À Vítor e Luciano, por serem os irmãos que nunca tive. À Emilia e Débora pelo carinho diário. À Kenzo e Benny, companheiros dessa aventura Dantesca. À Lucas, Gabriel, Pedro, Marco, Eduarda, Katharina, Alisson e Melchior que verdadeiramente me acompanharam. Ao Projeto Jupiter e todos os envolvidos, especialmente Paina, Stephanie, Arthur, Rodrigo, Gabriel, João, Lucas, Beneti, Vinicius e Guilherme por terem ajudado a me desenvolver como engenheiro, acadêmico, mas principalmente como companheiro.

André: A todos os colegas que me acompanharam durante a jornada de 5 anos pela Escola Politécnica, aos amigos que eu formei tanto no ambiente acadêmico quanto nos grupos de extensão. Aos orientadores, Marcos Tsuzuki e André Cavalheiro, que também participaram do projeto tanto quanto nós. E especialmente a Dedimar, que foi minha dupla durante esse projeto todo.

A Vitoria, por ter ficado sempre ao meu lado mesmo durante os momentos mais difíceis, a Na e Chan, que sempre me apoiaram, independente da situação, a Arthur, que sempre está disponível para conversar dos mais variados temas. Ao Acappolli, que me acompanhou durante toda a graduação e me fez crescer como pessoa, assim como forneceu inúmeros amigos e memórias.

Conclusão a sucata !... Fiz o cálculo,
Saiu-me certo, fui elogiado...
Meu coração é um enorme estrado
Onde se expõe um pequeno animálculo...

A microscópio de desilusões
Findei, prolixo nas minúcias fúteis...
Minhas conclusões práticas, inúteis...
Minhas conclusões teóricas, confusões

Que teorias há para quem sente
O cérebro quebrar-se, como um dente
Dum pente de mendigo que emigrou?

Fecho o caderno dos apontamentos
E faço riscos moles e cinzentos
Nas costas do envelope do que sou...

— Álvaro de Campos (*heterônimo de Fernando Pessoa*)

Sumário

Sumário • *v*

Resumo • *vii*

Abstract • *viii*

Lista de Figuras • *ix*

Lista de Tabelas • *x*

1 Introdução • *1*

2 Revisão da literatura • *3*

2.1 Dispositivos de assistência ventricular - DAVs • *3*

2.1.1 O que é um DAV • *3*

2.1.2 Breve histórico dos DAVs • *3*

2.1.3 A importância dos DAVs e seus problemas • *5*

2.2 Uma Breve Descrição dos Problemas • *7*

2.3 Motores *Brushless* de Corrente Contínua (BLDCM) • *7*

2.3.1 Príncipios de Motores *Brushless* • *7*

2.3.2 Controle de motores brushless • *9*

3 Objetivos e Requisitos • *12*

3.1 Objetivos • *12*

3.2 Requisitos • *12*

4 Métodos • *14*

4.1 Controle *Sensorless* de Motores *Brushless* • *17*

5 Especificação de atuadores • *21*

6 Projeto eletrônico • *23*

6.1 Fonte simétrica • *24*

6.2 Inversor trifásico • *25*

6.2.1 Lógica de PWM • *27*

6.3 Circuito de condicionamento de sinais • *29*

7 Projeto do controlador • *31*

7.1	Uma visão geral do controle	• 31
7.2	Função de transferência do motor	• 31
7.3	Função do controlador PID	• 32
7.4	Cálculo de frequências e períodos para o PIC16F886	• 33
7.4.1	Timer 0	• 33
7.4.2	PWM	• 34
7.5	Sequência de Controle	• 34
7.5.1	Control_Alinhamento	• 35
7.5.2	Control_Start	• 36
7.5.3	MalhaFechada	• 36
8	Resultados	• 37
8.1	Controle	• 39
9	Discussão	• 45
10	Conclusão	• 48
10.1	Trabalhos Futuros	• 49
	Referências	• 50
	Apêndices	• 53

Resumo

KIM CHAN, A., DIAS DO VAL, D.. *Controle de velocidade em um dispositivo de assistência ventricular*. 2022. Monografia (Programa de Graduação em Engenharia Mecatrônica) – Escola Politécnica da Universidade de São Paulo. São Paulo, 2022.

A insuficiência cardíaca é uma doença crônica que afeta milhares de pessoas no mundo, sendo caracterizada pela incapacidade do coração de fornecer o débito cardíaco adequado às necessidades do corpo. O tratamento desta doença é realizado através do transplante de coração, no entanto, dispositivos de assistência ventricular podem ser utilizados para a manutenção da vida do paciente durante a espera do transplante ou como terapia de destino, sendo responsáveis pelo aumento da expectativa de vida do paciente. Esses dispositivos são bombas que auxiliam o suprimento do débito cardíaco adequado ao corpo, agindo em paralelo ao coração debilitado. A redução do tamanho desses sistemas, aumento de robustez, confiabilidade, e biocompatibilidade são essenciais para a implantação completa de DAVs, sendo este o horizonte do estado da arte da literatura. Dispositivos de assistência ventricular de fluxo contínuo são atuados por motores *brushless*, por sua confiabilidade, sendo controlados pela realimentação de sinais obtidos por sensores de efeito Hall. Para aumento da robustez no controle do sistema uma redundância de controle pode ser implementada com um método que não utilize de sensores de efeito Hall. A estratégia *sensorless* de controle de velocidade que foi implementada neste trabalho busca detectar a posição do rotor utilizando-se da bobina da fase desenergizada para o sensoriamento da variação do fluxo magnético, que é percebido na forma da força contra-eletromotriz. O objetivo do presente projeto foi implementar e simular o controle *sensorless* de velocidade para atuar dispositivos de assistência ventricular. Para isso, foram projetados um inversor trifásico para realizar comutação eletrônica das fases do motor, um circuito de condicionamento de sinais para obtenção da força contra-eletromotriz da fase inativa do motor e um controlador de velocidade. O controlador de velocidade e a lógica de comutação foi implementada com a utilização de um microcontrolador PIC16F886. Os resultados obtidos em ambiente de simulação computacional com os softwares *Simulink* e *Proteus* para simulação eletrônica, indicaram que o inversor trifásico, lógica de comutação e controlador atingiram os requisitos de projeto. Enquanto o circuito de condicionamento e a malha fechada foram parcialmente validadas.

Palavras-chave: Dispositivos de assistência ventricular. Motores *brushless*. Controle de velocidade *sensorless*.

Abstract

KIM CHAN, A., DIAS DO VAL, D.. *Sensorless rotational speed control of a vascular assist device.* 2022. Monografia (Programa de Graduação em Engenharia Mecatrônica) – Escola Politécnica da Universidade de São Paulo. University of São Paulo, São Paulo, Brazil. 2022.

Heart failure is a chronic disease that affects thousands of people in the world, being characterized by the inability of one's heart to adequately pump their blood according to their body's needs. Its treatment is performed through heart transplants, however, ventricular assist devices (VADs) can be used as a way to assist the patient while they wait for a transplant or as destination therapy, with them being responsible for the patients' increase in the life expectancy. These devices are pumps that help supply the adequate cardiac output to the body, by acting parallel to the damaged heart. The reduction in size of these systems, which increases their reliability, biocompatibility and robustness, is essential to the complete implantation of the VADs, which is the main focus of the current state of art. Continuous flow VADs are actuated by brushless motors due to their reliability, which originates from the fact that they are controlled by the signals of Hall sensors. In order to increase the robustness of the system even further, a strategy that does not use Hall sensors can be implemented. The sensorless strategy to control speed that was implemented in this work aims to detect the position of the rotor by using the coil of the inactive phase in order to sense the variation in magnetic flux, which comes in the form of back-electromotive forces. The objective of the current project was to implement and simulate said sensorless speed control in order to actuate vascular assist devices. To do so, a three phase inverter to electrically commute the motor's phases, a conditioning circuit that obtains the back-electromotive forces and a speed controller were developed. The speed control and the commutation logic were implemented by using a PIC16F886 microcontroller. The results that were obtained in computational simulations by using the softwares Simulink and Proteus indicated that the three-phase inverter, the commutation logic and the controller reached the project requirements. Meanwhile, the conditioning circuit and the closed loop were only partially validated.

Keywords: Ventricular Assist Devices. Brushless motors. Sensorless speed control.

Listas de Figuras

2.1	Exemplo de DAV. Retirado de Gregoric e Arabia 2019	4
2.2	Exemplo detalhado dos componentes de um DAVE. Retirado de Long et al. 2019	4
2.3	Ilustração do funcionamento de um BLDCM. Retirado de S.-H. Kim 2017	8
4.1	Representação em blocos simplificada do sistema.	15
4.2	Resumo da metodologia desenvolvida no projeto.	17
4.3	Pontos de ocorrência de ZCPs no sinal de <i>back-EMF</i> . Retirado de S.-H. Kim 2017.	18
4.4	Diagrama de blocos em <i>Simulink</i> do sistema adaptado para estudo.	19
4.5	Diagrama de blocos em <i>Simulink</i> do subsistema de condicionamento do sinal.	20
6.1	Diagrama de blocos do sistema projetado.	23
6.2	Esquemático da fonte de tensão simétrica.	25
6.3	<i>Driver</i> para acionamento de <i>MOSFETs</i> utilizado e seu circuito típico. (Retirado de Rectifier 2004).	26
6.4	Diagrama da relação entrada/saída para HIN/LIN e HO/LO (Retirado de Rectifier 2004).	26
6.5	Esquemático da fase A do inversor trifásico projetado.	27
6.6	Esquemático do circuito lógico de modulação do PWM.	28
6.7	Esquemático do circuito de condicionamento de sinais.	30
7.1	Diagrama de blocos do controle	31
7.2	Fluxograma de controle.	35
8.1	Tensões de fase na entrada do motor BLDC.	38
8.2	Detecção de ZCP no sinal da fase A.	38
8.3	Carta de tempo dos sinais digitais emitidos pelo microcontrolador.	39
8.4	Tensões de fase e de linha mensuradas na entrada do motor com 50% de <i>duty cycle</i> .	41
8.5	Tensões de linha sobrepostas.	42
8.6	Comparação entre diferença de tensões de linha com 50% de <i>duty cycle</i> .	43
8.7	Respostas ao step dos diferentes controladores.	44
8.8	Primeiros segundos da simulação de velocidade do motor.	44
8.9	Últimos segundos da simulação de velocidade do motor.	44
A.1	Círculo elétrico equivalente de um motor trifásico.	53

Lista de Tabelas

A.1	Especificações técnicas do motor B7A1BDD29145 ECXSP16M BL KL B STEC 18V.	21
A.2	Especificações técnicas do motor UTS-41-A20.	22
A.1	Lógica dos sinais de entrada do inverter.	27
A.2	Diagrama de estados da lógica de comutação do inveror trifásico.	28
A.1	Respostas do controlador contínuo e discreto ao step.	39

Introdução

Insuficiência cardíaca é uma epidemia global que tem afetado cada vez mais pessoas com o passar dos anos. Somente nos Estados Unidos, mais de 6,5 milhões de pacientes são vítimas da doença anualmente (Long et al. 2019) e é estimado que a chance de um indivíduo de 30 anos desenvolver insuficiência cardíaca ao longo de sua vida é de, aproximadamente, 5%, com esse número aumentando para 7,8% em indivíduos hipertensos (Groenewegen et al. 2020).

É uma doença que atinge principalmente os idosos, sendo o processo de envelhecimento da população um fator importante que contribui para o aumento em seu número de vítimas, apesar do aumento de casos entre os jovens. Em um estudo sueco, entre 1987 e 2006, do primeiro para o último período de 5 anos, a incidência de insuficiência cardíaca aumentou em 50% entre indivíduos na faixa de 18 a 24 anos e 43% em indivíduos na faixa de 35 a 44 anos. Não há evidências conclusivas que expliquem esse aumento, mas é teorizado que esse fenômeno possa estar relacionado com o aumento na prevalência global de obesidade e de comorbidades relacionadas como diabetes de tipo 2, hipertensão e fibrilação atrial (Groenewegen et al. 2020).

Dispositivos de Assistência Ventricular, ou DAVs, são bombas de sangue que auxiliam pacientes com insuficiência cardíaca (Hosseinpour et al. 2017) seja temporariamente, como ponte para transplante, ou permanentemente, como terapia de destino. Esses dispositivos atuam em paralelo ao coração fornecendo fluxo sanguíneo ao corpo de forma a reduzir o trabalho realizado pelo órgão. A evolução da tecnologia desde o seu surgimento na década de 1960 possibilitou o desenvolvimento de DAVs com diferentes princípios de funcionamento, como os de fluxo contínuo com rotor axial, centrífugo e misto, e os de fluxo pulsátil (Gregoric e Arabia 2019).

O presente trabalho tem como objetivo a implementação de uma arquitetura de controle *sensorless*, ou seja, que não utiliza de sensores hall para fechamento da malha de controle, visando o controle de velocidade de um DAV.

O controle de velocidade *sensorless*, é uma estratégia de controle que utiliza os aspectos construtivos do motor como sensoriamento para fechar a malha. A partir de uma bobina inativa, lê-se a tensão induzida pela variação do campo magnético devido à ativação das outras bobinas, informando ao sistema uma estimativa da posição do rotor. Portanto, esta estratégia não utiliza sensores de efeito Hall, porém, ao contrário do que seu nome atesta, utiliza-se de sensoriamento, sendo a grandeza alvo a força contraeletromotriz.

Atualmente, um dos principais objetivos para os DAVs são a sua total implantação no corpo do paciente (Hanff e Birati 2019). Sendo que muitos desses DAVs têm motores *brushless*, ou sem cerdas, e utilizam de sensores de efeito Hall.

O desenvolvimento de um controle *sensorless* pode ser de grande utilidade tanto para o desenvolvimento de DAVs totalmente sem sensores Hall, sendo de grande importância para a implantação total do DAV no corpo do paciente, quanto para aumentar a segurança de dispositivos que já utilizam os sensores Hall, uma vez que em caso de falha nos sensores a estratégia *sensorless* pode controlar o sistema, estando em redundância ao sistema padrão.

O presente projeto propõe o uso de um controlador PID para controle de um DAV, de forma a possibilitar a readequação dos parâmetros do controlador e torná-lo flexível a modificações na dinâmica da bomba, motor e da interação entre os componentes construtivos e o corpo humano. A detecção da velocidade do motor e definição dos instantes de comutação foi realizada pela detecção de *back-EMF*.

Revisão da literatura

2.1 Dispositivos de assistência ventricular - DAVs

2.1.1 O que é um DAV

Os Dispositivos de Assistência Ventricular são dispositivos de suporte circulatório mecânico (MCS) designados para auxiliar o coração que sofre com insuficiência cardíaca, reduzindo a sobrecarga sem necessidade do transplante do órgão (Hosseiniipour et al. 2017). Atualmente, são utilizados para auxiliar corações com insuficiência cardíaca, seja como terapia de destino fornecendo um aumento na expectativa de vida, ou ponte para transplante (Chusri, Diloksumpan e Naiyanetr 2013) visando a manutenção da vida do paciente até a disponibilidade de um transplante de coração.

Os DAVs podem ser classificados quanto à sua aplicação em Dispositivos de Assistência Ventricular Esquerdo (DAVE), Dispositivos de Assistência Ventricular Direito (DAVD) ou de ambos os ventrículos (BiDAV) (Hosseiniipour et al. 2017).

Em relação ao fluxo gerado, há duas maneiras de se classificar os DAVs, os de fluxo contínuo e os de fluxo pulsátil. Os DAVs de fluxo pulsátil tentam mimetizar o comportamento pulsátil do coração, enquanto os de fluxo contínuo normalmente operam em velocidade constante e podem ser classificados pelo seu fluxo e design, havendo as bombas radiais ou centrífugas, as de fluxo axial e misto. (Mani et al. 2021).

A figura 2.1 retirada de Gregoric e Arabia 2019 mostra um exemplo de DAVE da Medtronic, que é o HeartWare Ventricular Assist Device (HVAD).

2.1.2 Breve histórico dos DAVs

O Dispositivo de Assistência Ventricular Esquerdo, ou DAVE, um tipo comum de DAV, surgiu em 1963, com algumas aplicações já sendo realizadas na década de 1960 (Gregoric e Arabia 2019). A primeira geração de DAVEs era composta por um sistema pulsátil



Figura 2.1: Exemplo de DAV. Retirado de Gregoric e Arabia [2019](#)

com base em tecnologia de deslocamento volumétrico. A segunda geração de DAVEs foi desenvolvida de tal maneira a não serem mais pulsáteis e terem fluxos contínuos, sendo assim chamados de DAVEs de fluxo contínuo. Os DAVEs de segunda geração apresentavam vantagens nos aspectos de velocidade, tamanho e ruído sonoro (Chusri, Diloksumpan e Naiyanetr [2013](#)).

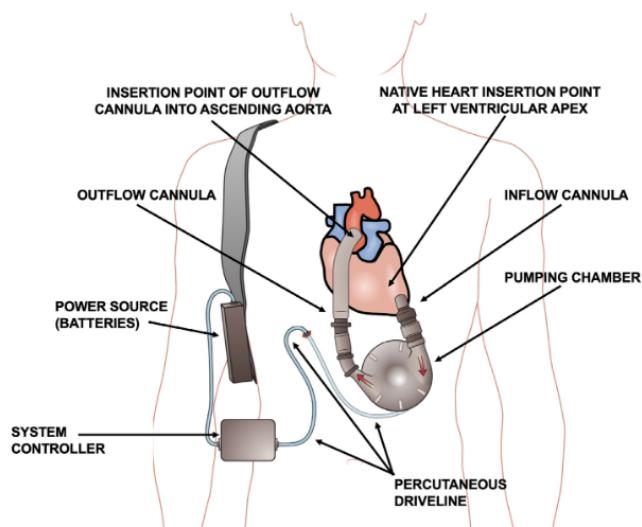


Figura 2.2: Exemplo detalhado dos componentes de um DAVE. Retirado de Long et al. [2019](#)

Ao longo da década de 1970, pesquisadores continuaram a trabalhar no desenvolvimento de um coração artificial com o objetivo de se atingir suporte circulatório total com um aparelho implantável com duração de vários anos. No início da década de 1980, foi desenvolvido o DAV com bomba pulsátil para avaliação clínica (Gregoric e Arabia [2019](#)).

Com avanços nas tecnologias de bombas em miniatura, os DAVs com bombas de fluxo axial foram desenvolvidos no fim da década de 1980 (Gregoric e Arabia [2019](#)).

Na década de 1990, foram desenvolvidos DAVs implantáveis de fluxo axial devido à necessidade de aparelhos confiáveis e de longa durabilidade. A redução no tamanho desses DAVs e o aumento de durabilidade levaram a uma redução na chance de ocorrerem problemas que coloquem em risco a vida do paciente (Gregoric e Arabia [2019](#)).

Atualmente, o principal trabalho que vem sido desenvolvido para o futuro dos DAVs é que seja possível a implantação total do aparelho no corpo do paciente, uma vez que isso poderia evitar vulnerabilidades atuais com infecções e traumas, além da melhoria do bem estar do paciente e a sua experiência com o aparelho (Hanff e Birati [2019](#)).

2.1.3 A importância dos DAVs e seus problemas

O tratamento ideal para insuficiência cardíaca é, atualmente, o transplante cardíaco, mas a utilização de tratamentos alternativos tem se tornado cada vez mais necessária, dentre eles terapias com a utilização de DAVs. Na Alemanha, entre 2007 e 2017, o número de pacientes à espera de um transplante cardíaco na área Eurotransplant aumentou de 959 para 1.141. No mesmo período, o número de implantações de DAVs aumentou de 462 para 1.027, mostrando a crescente importância dessa tecnologia nos dias atuais (Shakaki et al. [2019](#)).

Todavia, há ainda vários problemas sobre a implantação de DAVs. Há dois tipos de complicações: específicas dos DAVs e associadas aos DAVs (Long et al. [2019](#)). Nesta seção detalharemos os dois tipos.

Complicações específicas dos DAVs

As complicações específicas dos DAVs são definidas como decorrências diretas da implantação do aparelho.

Um resultado negativo da utilização dos DAVs pode se manifestar como o surgimento de trombose. A trombose pode ter como origem a própria bomba ou componentes como a cânula. Alguns riscos decorrentes da trombose são anticoagulação inadequada, infecção e fibrilação atrial (Long et al. [2019](#)). Esse é um fenômeno que tem sido cada vez menos frequente com a melhoria na tecnologia dos DAVs, mas ainda é um problema relevante. Caso seja detectado em estado inicial, o tratamento da trombose pode ser feito sem intervenção cirúrgica, tornando a sua detecção de suma importância (Hanff e Birati [2019](#)).

A segunda causa mais comum de morte em pacientes com DAVs é falha mecânica. Podendo ocorrer devido a vários fatores, sendo a falha da bomba a complicação que incorre em maior risco à vida (Long et al. 2019).

Outro problema decorrente da implantação dos DAVs é a insuficiência cardíaca aguda direita. Até 40% dos pacientes chegam a desenvolver essa condição, sendo que as suas causas são multi-fatoriais. De acordo com algumas teorias, esse fenômeno pode ser explicado por fatores como alteração na geometria do ventrículo direito, o que pode levar à redução na sua eficiência sistólica, piorando a regurgitação tricúspide (Hanff e Birati 2019).

Complicações associadas aos DAVs

As complicações associadas aos DAVs não são diretamente causadas pelo aparelho, como é o caso de um evento de sucção, mas são indiretamente causadas por ele. Essas complicações incluem sangramentos, infecções, regurgitação aórtica, entre outros (Long et al. 2019).

Uma condição que pode dificultar a implantação de DAVs é regurgitação valvar. Normalmente, a regurgitação tricúspide exige correção antes do DAV ser implantado, enquanto a regurgitação mitral apresenta melhora sem correção, mas, como mencionado anteriormente, essas condições podem ser acentuadas pelo DAV (Hanff e Birati 2019).

Infecções são um dos problemas associados à DAVs e podem ser evitados por meio da implantação total do dispositivo, sendo esse o horizonte de pesquisa com o qual esse trabalho visa colaborar.

Pacientes com insuficiência cardíaca crônica são especialmente suscetíveis a morte devido a sepse. Um estudo foi conduzido entre 2006 e 2014 com 1.802 pacientes com insuficiência cardíaca crônica e, de 713 óbitos, 173 delas, ou 23,5%, ocorreram devido a sepse (Walker et al. 2018). Pacientes com um DAV têm alto risco de contrair sepse, com as taxas de infecção ultrapassando 42% no primeiro ano pós implante. Infecções são a terceira causa mais comum em pacientes com DAVs dentro do primeiro ano da implantação (Long et al. 2019).

Há 3 maneiras principais em que se pode contrair uma infecção a partir de um DAV, que são: diretamente através de uma parte do hardware do DAV, como a bomba ou uma cânula; indiretamente causadas pelo DAV, ou seja, pela presença do hardware, mas não devido a ele propriamente dito, como pode ser o caso de infecções como bactérias e endocardites; e as não relacionadas ao dispositivo em si, mas associadas às circunstâncias causadas por ele, como pneumonia, infecção de trato urinário, entre outros (Aslam 2018).

Alguns fatores como obesidade, idade avançada, presença de diabetes mellitus, insuficiência renal, gravidade alta da insuficiência cardíaca no momento da implementação do DAV, entre outros, podem aumentar o risco de uma infecção ocorrer (Aslam 2018).

Há maneiras de tentar reduzir as chances de se desenvolver uma infecção, como é o caso de modificações de fatores de risco antes da operação, profilaxia de antibióticos no momento da cirurgia, técnicas cirúrgicas e manutenção a longo prazo (Aslam 2018).

2.2 Uma Breve Descrição dos Problemas

A frequência cardíaca de um indivíduo pode oscilar fortemente dependendo da situação. Um exemplo seria a realização de atividade física, que leva a um pulso cardíaco mais alto que uma situação de repouso. Portanto, o controle do fluxo sanguíneo que atua de acordo com as necessidades do corpo em várias circunstâncias é importante. Uma maneira de estabelecer controle do fluxo é o controle de velocidade do motor do DAV.

Estratégias usando sensores para monitorar o posicionamento e velocidade são viáveis para o controle do motor, mas há restrições quanto à sua utilização, uma vez que há interações com o interior do corpo humano, em contato com tecidos e sangue. O DAV como um todo pode ser uma fonte de infecções e os sensores não são uma exceção, assim, a redução de fatores de risco é importante. Além disso, redundância no sistema de controle de velocidade torna-se necessária para uma maior segurança do dispositivo em operação e redução dos danos causados ao paciente em caso de falha da realimentação do controle pelos sensores.

Motores com escovas apresentam o problema de desgaste constante devido às interações entre as escovas e os demais componentes do motor. Esse desgaste é inadmissível no interior de um corpo humano devido ao fato de que durabilidade é desejável e essencial a um DAV (Leão et al. 2012).

Devido aos problemas mencionados, este trabalho tem como objetivo fazer o design e a implementação de um controle *sensorless* de motor brushless para DAVs de fluxo contínuo.

2.3 Motores *Brushless* de Corrente Contínua (BLDCM)

2.3.1 Princípios de Motores *Brushless*

Os motores sem escovas ou brushless de corrente contínua (BLDCM) são uma tecnologia inventada em 1962 para reduzir a necessidade de manutenção que motores com escovas precisam devido ao desgaste dessas. Os BLDCMs usam sensores e circuitos de

potência (*drivers*) para substituir o elemento de comutação mecânico, as escovas. Através da detecção magnética do posicionamento, os circuitos são excitados de tal maneira a permitir uma rotação contínua (S.-H. Kim 2017).

O princípio básico responsável pela operação dos motores brushless é a alteração da fase de bobinagem, que deve ser excitada de acordo com a posição do imã permanente no rotor para produzir um torque contínuo. Para conseguir tal feito, é indispensável ter informação sobre a posição do rotor magnético (S.-H. Kim 2017).

Para o correto acionamento do motor, é necessária uma sequência de seis etapas em que há alteração no fluxo de corrente nas três bobinas. Isso pode ser feito através de um inversor trifásico, em que cada chave tem um intervalo de 120° elétricos de condução (S.-H. Kim 2017). A figura 2.3, retirada de S.-H. Kim 2017 ilustra o funcionamento de um BLDCM.

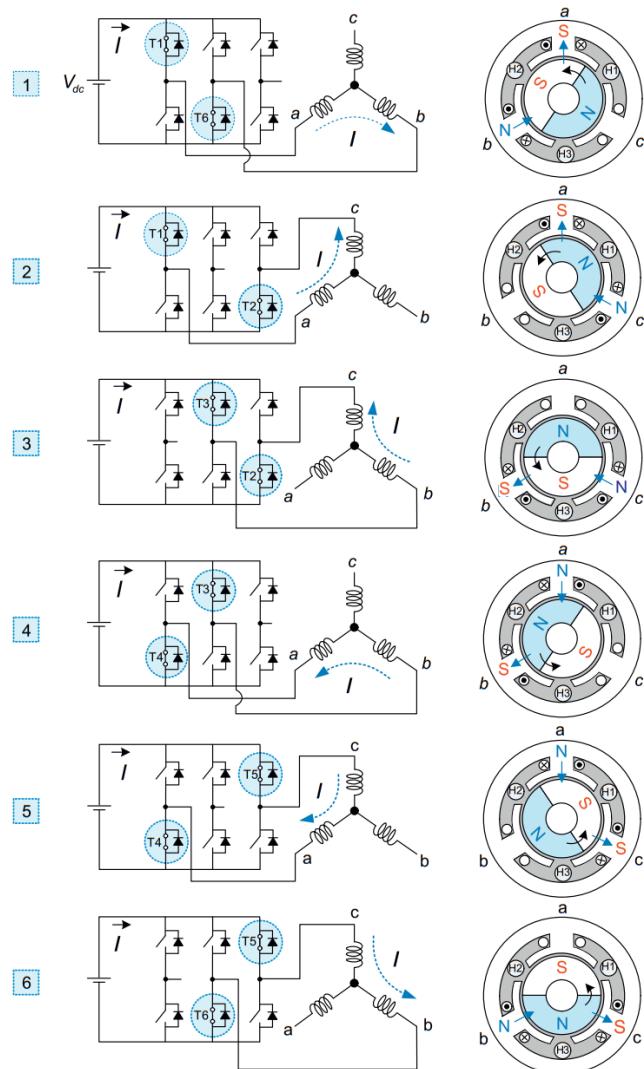


Figura 2.3: Ilustração do funcionamento de um BLDCM. Retirado de S.-H. Kim 2017

Os motores brushless têm sido o principal componente de propulsão no desenvolvimento da maioria dos DAVs. Entre as características que fazem o uso de motores brushless em bombas implantáveis é a própria falta de escovas, que estão suscetíveis a desgastes sendo inadequadas em sistemas implantáveis, apesar de sua possibilidade de aplicação em outras situações (Leão et al. 2012).

Entre as vantagens apresentadas pelos BLDCMs com excitação magnética permanente se destaca a possibilidade de um design que ocupa pouco volume e é eficiente energeticamente (Pohlmann e Hameyer 2012).

Há alguns estudos na literatura que indicam que o campo magnético criado pelo BLDCM pode acabar tendo um impacto negativo no sangue devido à presença de ferro na hemoglobina (FAN et al. 2009), mas as suas vantagens acabam superando as desvantagens.

2.3.2 Controle de motores brushless

A estratégia de controle de motores *brushless* sem a utilização de sensores de efeito hall, ou simplesmente *sensorless*, é uma alternativa que busca a redução de custo e tamanho do motor, além da possibilidade de atuar como sistema de controle redundante. Dentre os sistemas de controle propostos na literatura destacam-se os métodos baseados em força contraeletromotriz (*back-EMF*) e observadores de estado (T. Kim, Lee e Ehsani 2007; Gamazo-Real, Vázquez-Sánchez e Gómez-Gil 2010; S.-H. Kim 2017; Gan et al. 2018).

Os métodos de controle *sensorless* por força contraeletromotriz se baseiam nas informações provenientes da tensão induzida contrária à variação do fluxo magnético durante a operação do motor.

Iizuka et al. 1985 propôs um método de controle baseado em *back-EMF* no qual utilizasse um circuito para obter um neutro virtual entre as três fases do estator e assim obter informações sobre a força contraeletromotriz. O método descrito em seu trabalho é conhecido como controle por detecção de *zero crossing point* (*ZCP*) da *back-EMF*, que consiste na identificação do instante em que a *back-EMF* da fase livre é igual a zero para a realização da comutação das chaves, que deve ocorrer 30 graus elétricos após esse evento. Lin, Hung e C. W. Liu 2006 e Lin, Hung e C. W. Liu 2008 apresentam uma variação do método anterior com a utilização de um inversor de frequência de quatro *switches* ao invés de um de seis, reduzindo o custo e tamanho do sistema de acionamento. Apesar dessa abordagem necessitar de apenas a estimativa do *zero crossing point* (*ZCP*) da *back-EMF* e não de seu sinal completo, ela possui algumas desvantagens. Entre elas, a presença de ruído elétrico induzido pela comutação do sinal de PWM na medição de tensão entre os terminais e a necessidade de atenuação das tensões do motor para níveis aceitáveis ao circuito de controle. O primeiro problema pode ser resolvido pela utiliza-

ção de filtro passa-baixa, incorrendo em defasagem da comutação à altas velocidades e decorrente diminuição da performance. O segundo problema leva a uma redução da relação sinal/ruído, também reduzindo a performance do motor à baixas velocidades (S.-H. Kim 2017).

O problema relativo à baixa performance em baixas velocidades, dado pela proporcionalidade entre a força contraeletromotriz e a velocidade do motor, foi alvo de estudo em Ogasawara e Akagi 1991. O autor propôs um método indireto de extração de informações da *back-EMF* através da corrente que surge no diodo de roda livre na comutação da fase de ativa para inativa. O trabalho apresenta como resultado o controle do motor *brushless* em um intervalo de velocidades de 45 a 2300 rpm. Porém, como afirmado por T. Kim, Lee e Ehsani 2007, tal estratégia necessita de muitas fontes de potência isoladas para alimentação do comparador que realiza a detecção da corrente nos diodos, sendo inviável para aplicações práticas.

T. Kim, Lee e Ehsani 2007 cita em sua revisão uma técnica utilizada na literatura baseada na integração da força contraeletromotriz. Ela se fundamenta na hipótese de que a área integrada da *back-EMF* na fase inativa é aproximadamente igual para todas as velocidades, comutando a corrente quando a tensão integrada for maior que um valor preestabelecido. A técnica permite o controle em um intervalo maior de velocidades, visto que é menos sensível ao ruído de chaveamento, mas ainda apresenta baixo desempenho a baixas velocidades. Além disso, é possível implementá-la utilizando métodos de controle vetorial como apresentado por C. Zhou, Xie e Zhang 2015.

Outra técnica que visa solucionar os problemas de controlabilidade em intervalos maiores e a baixas velocidades é a de integração do terceiro harmônico da força contraeletromotriz. Gamazo-Real, Vázquez-Sánchez e Gómez-Gil 2010 explicam que o método é baseado na eliminação dos demais harmônicos, como a fundamental, a 5°, a 7°, etc. pela soma das tensões das fases de um estator trifásico ligado em Y, desse modo, na soma há predominância do terceiro harmônico. T. Kim, Lee e Ehsani 2007 atribui a melhoria de desempenho sobre um maior intervalo de velocidades a uma menor sensibilidade desse método à defasagem decorrente da aplicação do filtro passa-baixas, visto que o terceiro harmônico possui uma frequência mais alta que o fundamental.

Algumas das técnicas amplamente implementadas para o controle de motores de corrente contínua sem escovas encontradas na literatura se baseiam na teoria de controle por espaço de estados, que consiste na utilização do vetor de estados do sistema para controlá-lo, seja com variáveis medidas ou estimadas por observadores que buscam aproximar os estados em que a medição é impossibilitada. Diversos estimadores podem ser utilizados para aproximar as variáveis de interesse, entre eles destacam-se o observa-

dor de modo deslizante, o filtro de Kalman estendido e o controle adaptativo por modelo de referência (Gamazo-Real, Vázquez-Sánchez e Gómez-Gil 2010).

Gamazo-Real, Vázquez-Sánchez e Gómez-Gil 2010 apresentam em seu trabalho as diferenças entre os observadores, descrevendo brevemente cada um e suas aplicações.

Os trabalhos mais recentes em controle *sensorless* de *BLDCM* tomam como base os métodos apresentados anteriormente, buscando combinar estratégias ou variar parâmetros para obter o controle do motor em um intervalo maior de velocidades e ou refiná-lo para aplicações específicas em altas ou baixas velocidades. Há também o surgimento de trabalhos que aplicam técnicas de controle *fuzzy*. A seguir serão apresentados alguns estudos recentes relevantes no controle *sensorless* de motores *brushless*.

G. Liu et al. 2016 propõem um novo algoritmo de comutação e compensação dos erros de comutação baseado no controle por detecção de *ZCP* da *back-EMF*. No trabalho de X. Zhou et al. 2018 é apresentado um método baseado em detecção de *ZCPs* que reduz a velocidade mínima na qual se detectam os *ZCPs* com acurácia, e é aplicada uma estratégia *neurofuzzy* de controle para aumentar a acurácia de comutação a altas velocidades. Gan et al. 2018 propõe um controle com observador de modo deslizante modelado com uma função de saturação senoidal que se adapta de acordo com as variações de velocidades por meio de um algoritmo *fuzzy*, melhorando a acurácia das estimativas de *back-EMF*. Os autores Li e J. Zhou 2019 abordam o problema do controle a baixas velocidades e propõem uma nova abordagem de detecção de *ZCPs*, de cálculo da velocidade e compensação do erro de comutação. Song, Han e Wang 2019 utilizam do método de integração do terceiro harmônico da força contraeletromotriz em conjunto do fator de potência da *back-EMF* para limitar o erro de fase de comutação e aumentar o intervalo de velocidades.

Objetivos e Requisitos

3.1 Objetivos

O objetivo geral do projeto é a implementação de uma arquitetura de controle em malha fechada sem a utilização de sensores de efeito Hall para o controle de velocidade de um motor de corrente contínua sem escovas (*brushless direct current - BLDC*), com a finalidade de atuar um dispositivo de assistência ventricular.

Os objetivos específicos do projeto são:

- O levantamento dos requisitos de controle do sistema dinâmico em análise;
- O dimensionamento elétrico do sistema;
- Modelagem e simulação em software;
- O design de uma arquitetura de controle de baixo nível capaz de controlar a velocidade de um motor *BLDC*;
- O design e a simulação de uma solução de sistema embarcado com um microcontrolador para o controle do sistema dinâmico e um *driver* para tradução do sinal de controle para o atuador.

3.2 Requisitos

Os requisitos do projeto podem ser subdivididos em requisitos de controle e do sistema de acionamento.

1. Requisitos de controle:

- O controle desenvolvido deve ser capaz de controlar a velocidade de um motor *brushless* de corrente contínua;
- A solução não deve utilizar sensores de efeito hall;
- A arquitetura deve ser adaptável ao tipo de modelo físico por meio da afinação de parâmetros do controle. Sendo adaptável a rotores de DAV para fluxo axial, radial e misto.

2. Requisitos de acionamento:

- O sistema de acionamento deve ser capaz de acionar um motor *brushless* de corrente contínua.
- O sistema de acionamento deve utilizar de um microcontrolador para implementação do controle e ativação dos sinais de comando;
- O sistema de acionamento deve ser projetado de acordo com as especificações de operação dos modelos de motores fornecidos pelo laboratório.

Métodos

O projeto, macroscopicamente, foi subdividido em duas etapas denominadas conceitual e prática. A etapa conceitual, caracterizada pela predominância do trabalho de pesquisa, consistiu na definição do problema, suas complicações associadas e a delimitação do escopo do projeto dentro do problema abordado. Além disso, nessa etapa foram levantados o estado da arte da literatura de DAVs, sua evolução histórica e as diferenças funcionais entre suas gerações, o estado da arte de controle *sensorless* de motores sem escovas de corrente contínua e as técnicas tradicionais de controle *sensorless* (Capítulo 2). A partir dos dados obtidos no escopo de pesquisa e de acordo com o recorte de atuação do projeto os requisitos foram estabelecidos (Capítulo 3).

Neste capítulo se encontram os métodos utilizados para execução da etapa prática, que abarca as etapas de ideação, projeto e teste de um controlador *sensorless* para controle de motores BLDC com o fim de atuar um dispositivo de auxílio ventricular.

O sistema avaliado consistiu em um controlador e um motor BLDC para o controle de um DAV. Dado o escopo estabelecido do trabalho, as dinâmicas resultantes da interação do rotor do dispositivo e o sangue não foram levadas em consideração no projeto, sendo o DAV considerado como uma carga inercial no eixo do motor. A escolha da arquitetura de controle foi orientada de forma a ser flexível a variações na planta, ou seja, na dinâmica de interação do DAV com o corpo humano. Os subsistemas avaliados e projetados na etapa prática foram o controlador, inversor trifásico e circuito de detecção de força contraeletromotriz, tendo como finalidade o controle do motor. Uma representação do sistema está apresentada na figura 4.1, na qual é mostrado que o *feedback* do sistema de controle é obtido a partir do processamento dos sinais de tensão nos terminais do motor, provendo a informação da *back-EMF* na bobina não energizada. O sinal condicionado é amostrado pelo ADC do controlador, verificado quanto à ocorrência de ZCPs. A partir dessa informação, a velocidade de rotação do motor é estimada e envia-se ao *driver* a sequência de acionamento e o *duty cycle* do PWM para obtenção da velocidade desejada.

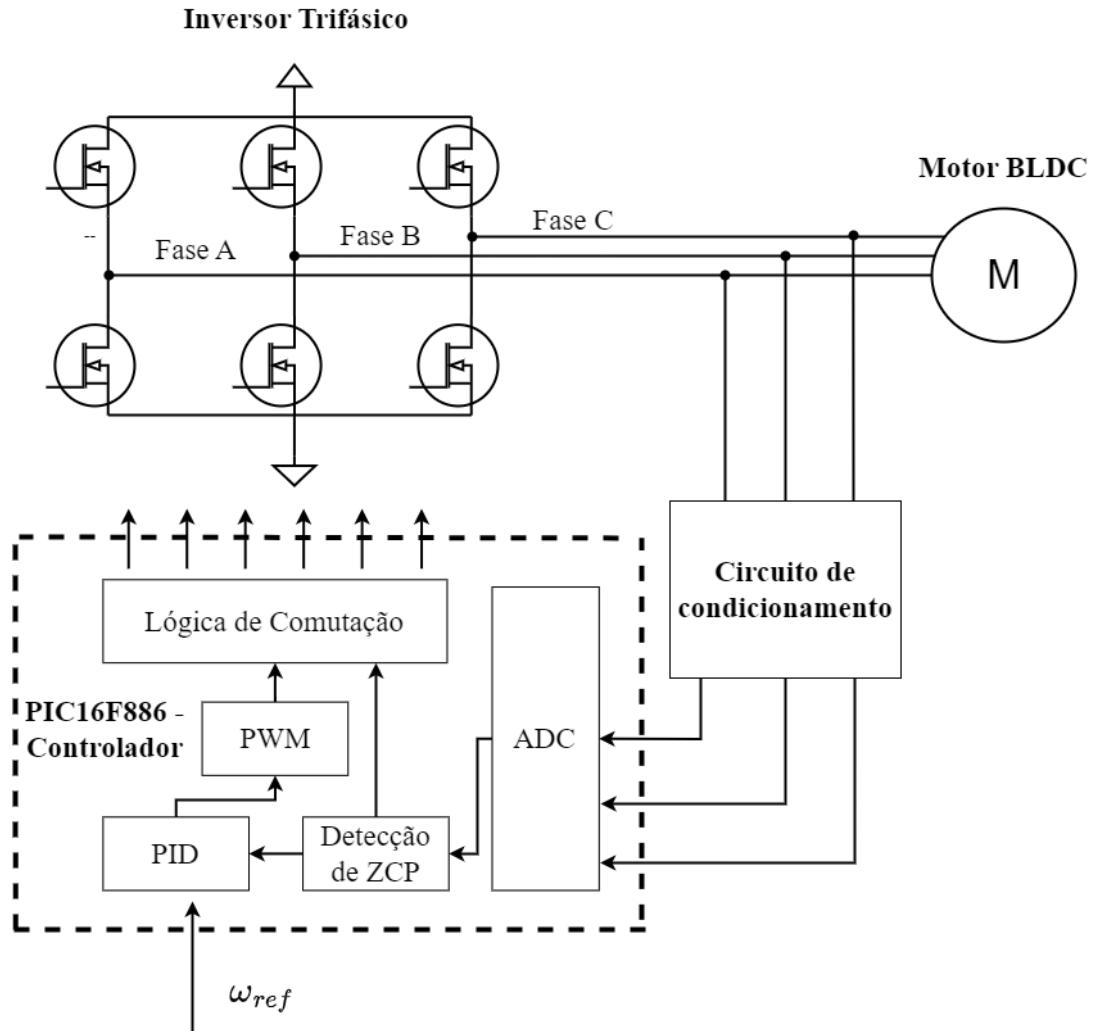


Figura 4.1: Representação em blocos simplificada do sistema.

O ciclo de desenvolvimento do projeto, sumarizado na Figura 4.2, compreendeu as etapas de ideação do sistema baseado nos requisitos, teste das técnicas de detecção de *back-EMF* em ambiente computadorizado, projeto do *driver* do motor, do circuito de condicionamento e de uma fonte simétrica para alimentação do sistema, além da implementação do controlador em um simulador eletrônico. As técnicas de detecção de *back-EMF* encontradas na literatura foram estudadas e implementadas em uma simulação realizada com o software *MATLAB* a partir de sua ferramenta *Simulink*. Na simulação, avaliou-se a validade da técnica encontrada para a obtenção da *back-EMF*.

Para se chegar ao projeto de driver do motor, foi necessária a realização de duas etapas anteriores: o levantamento das especificações do microcontrolador e o levantamento das especificações dos motores a serem controlados. Os motores utilizados no projeto foram fornecidos pelo laboratório, sendo os motores comprados e utilizados em

um projeto temático de pesquisa de dispositivos de auxílio ventricular. As especificações do motor foram descritas no Capítulo 5.

O microcontrolador PIC16F886 fabricado pela *Microchip Technologies* foi utilizado para implementar o controle de velocidade de baixo nível, podendo receber comandos de um controle supervisório por I₂C, SPI e Serial. O microcontrolador pertence à família de tamanho médio do PIC, sendo de 8-bits, com oscilador interno de até 20 MHz e clock de 5 MHz. Possui conversor analógico digital com resolução de 10-bits e capacidade de leitura de até 14 portas analógicas, módulo de PWM integrado com resolução de 12-bits e frequência máxima de 20 kHz.

A partir das demandas de tensão do motor e das especificações elétricas do microcontrolador, o circuito de potência do acionamento e o circuito de condicionamento de sinal foram dimensionados e posteriormente simulados para avaliação de sua performance no ambiente de simulação Proteus. O projeto desses subsistemas foi apresentado no Capítulo 6.

Para o controlador adotou-se um modelo de controlador PID dado sua versatilidade em termos de afinação de parâmetros, proporcionando flexibilidade por sua fácil recalibração de acordo com a troca do tipo de DAV - axial, radial ou misto. Os ganhos proporcional K_P , derivativo K_D e integral K_I foram afinados através de uma simulação computacional desenvolvida em *Python*, na qual a função de transferência dos motores e do controlador foram obtidas e utilizadas para afinar os parâmetros de controle, o desenvolvimento do controlador encontra-se no Capítulo 7.

Os subsistemas idealizados e posteriormente simulados em *Simulink* foram implementados no software Proteus para validação da implementação do controlador no PIC, visto que o software permite a simulação do microcontrolador, sua lógica de processamento, o monitoramento de seus sinais de entrada e saída e integração com os outros subsistemas.

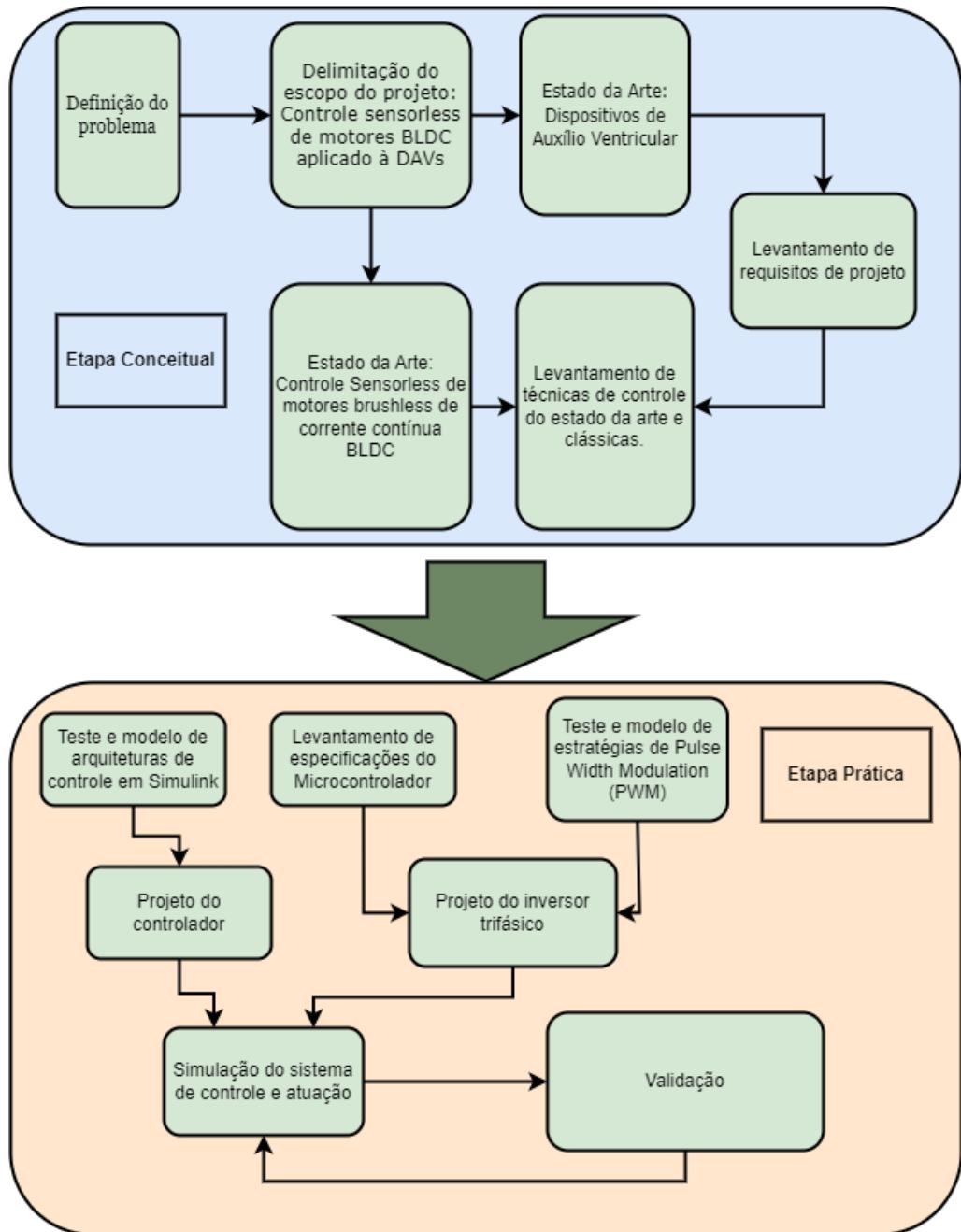


Figura 4.2: Resumo da metodologia desenvolvida no projeto.

4.1 Controle Sensorless de Motores *Brushless*

O método apresentado por Damodharan e Vasudevan [2010](#) foi utilizado para determinar a força contraeletromotriz na bobina não energizada, sendo caracterizado pela obtenção das diferenças entre as tensões de linha do motor. O método é vantajoso quando comparado com a utilização do método do neutro virtual, pois, em uma aplicação com uso de PWM, sofre menos ruído devido à comutação das chaves, não necessitando da

aplicação de filtros passa baixa e da compensação dos atrasos introduzidos por esses filtros em baixas velocidades.

Segundo o método, a partir das tensões de fase nos terminais do motor V_{an} , V_{bn} e V_{cn} , podemos obter as tensões de linha V_{ab} , V_{bc} e V_{ca} através da subtração de uma tensão de fase pela outra, como $V_{ab} = V_{an} - V_{bn}$. Considerando as equações da modelagem do motor BLDC apresentadas no apêndice 10.1 e calculando a diferença entre as tensões de linha e que e_{an} , e_{bn} , e_{cn} são os sinais da força contraeletromotriz, obtemos para a fase B:

$$V_{abbc} = R(i_a - 2i_b + i_c) + L \frac{d(i_a - 2i_b + i_c)}{dt} + e_{an} - 2e_{bn} + e_{cn} \quad (4.1)$$

No instante em que as fases A e C estão ativas, temos que $i_a = -i_c$, $i_b = 0$ e $e_{an} = -e_{cn}$. Obtém-se então na fase B inativa:

$$V_{abbc} = -2e_{bn} \quad (4.2)$$

O desenvolvimento passo a passo das equações para cada fase é apresentado no apêndice 10.1. De acordo com Damodharan e Vasudevan 2010 e S.-H. Kim 2017, a comutação para o próximo estado deve ocorrer 30° após o sinal da força contraeletromotriz da fase inativa cruzar o zero (*zero crossing point*), assim como ilustrado na Figura 4.3. Portanto, monitorando a tensão nas fases inativas do motor, podemos identificar o instante de comutação e realizá-lo no momento adequado. A estimativa de velocidade do motor pode ser realizada através do tempo de comutação e da relação entre a constante de *Back EMF* do motor e a amplitude da força contraeletromotriz.

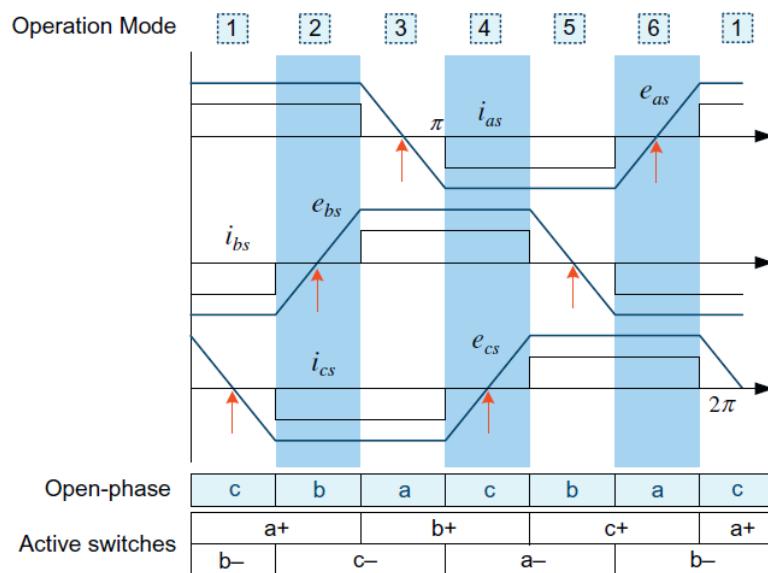


Figura 4.3: Pontos de ocorrência de ZCPs no sinal de *back-EMF*. Retirado de S.-H. Kim 2017.

O sensoriamento da força contraeletromotriz pode ser realizado apenas após o motor atingir uma certa velocidade, uma vez que a amplitude da força contraeletromotriz é proporcional à velocidade do motor. Para isso, um sistema de partida do motor em malha aberta foi desenvolvido.

O método de obtenção da *back-EMF* descrito por Damodharan e Vasudevan 2010 foi reproduzido com um modelo em *Simulink* adaptado para o estudo dos sinais e verificação de sua validade. Foram utilizados recursos disponibilizados pelo *Simulink* como a biblioteca *Simscape* para simulação elétrica e um diagrama de blocos de exemplo para simulações com motor BLDC. O diagrama de exemplo obtido nas documentações do *MATLAB* que representa um motor BLDC genérico controlado por um sensor Hall foi adaptado para que os sinais de tensão de fase fossem direcionados a um módulo de condicionamento de sinal, como mostra a figura 4.4.

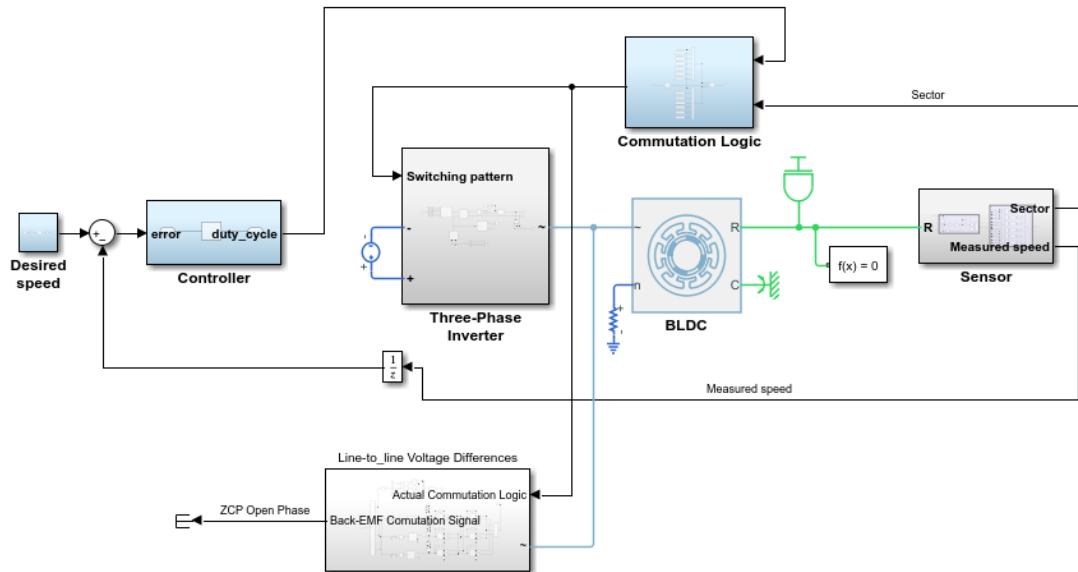


Figura 4.4: Diagrama de blocos em *Simulink* do sistema adaptado para estudo.

O condicionamento dos sinais foi implementado utilizando de amplificadores operacionais para operar sobre os sinais realizando a subtração das tensões de fase de modo a obter a diferença das tensões de linha, como ilustrado na Figura 4.5. Os sinais V_{caab} , V_{abbc} , V_{bccb} foram então usados para alimentar comparadores com referência no zero (GND), de forma que a saída do comparador para cada fase apresente uma mudança de estado quando o sinal de sua fase cruza o zero.

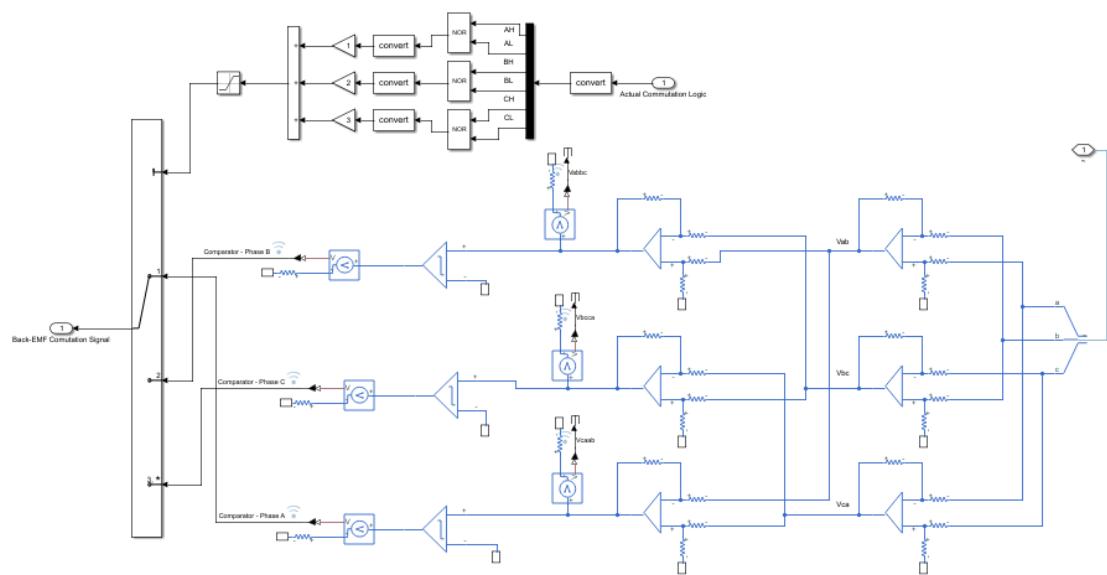


Figura 4.5: Diagrama de blocos em Simulink do subsistema de condicionamento do sinal.

Especificação de atuadores

Os motores utilizados no projeto foram fornecidos pelo co-orientador por terem sido comprados para utilização no projeto temático de pesquisa de DAVs. As tabelas A.2 e A.1 apresentam as características elétricas e de performance dos motores fornecidas em seus respectivos datasheets. Ambos os motores são do tipo brushless de corrente contínua trifásicos, não possuindo sensores de efeito hall internos.

B7A1BDD29145 ECXSP16M BL KL B STEC 18V - Maxon Motors	
Especificação de Performance	
Torque contínuo (Nm)	0.0663
Torque de stall (Nm)	0.973
Corrente de stall (A)	35.1
Velocidade sem carga (rpm)	61400
Velocidade nominal (rpm)	56500
Especificações Elétricas	
Tensão nominal V (A)	18
Corrente nominal I (A)	2.67
Resistência fase a fase R (Ω)	0.512
Indutância fase a fase L (mH)	0.0341
K_t (Nm/A)	0.0277
Constante de velocidade (1/(minV))	3450
Inércia do rotor J ($kg.cm^2.10^{-7}$)	0.589
Numero de pares de polos	1

Tabela A.1: Especificações técnicas do motor B7A1BDD29145 ECXSP16M BL KL B STEC 18V.

As constantes K_e , K_t e K_m são respectivamente a constante de *back-EMF*, a constante de torque e a constante do motor.

UTS-41-A-20 - Celera Motion	
Especificação de Performance	
Torque contínuo (Nm)	0.07
Pico de torque (Nm)	0.21
Especificações Elétricas	
Resistência fase a fase R (Ω)	4.25
Indutância fase a fase L (mH)	0.20
K_e fase a fase ($\frac{V_{pico}}{krpm}$)	4.3
[Trapezoidal] K_t (Nm/A_{DC})	0.041
[Senoidal] K_t (Nm/A_{peak})	0.036
K_m (Nm/\sqrt{W})	0.020
Inércia do rotor J ($kg.cm^2.10^{-7}$)	0.589
Numero de pares de polos	4

Tabela A.2: Especificações técnicas do motor UTS-41-A20.

CAPÍTULO 6

Projeto eletrônico

O projeto eletrônico compreendeu o detalhamento do projeto de cada componente do sistema necessário para o acionamento e controle do motor *brushless*. Os componentes projetados, ilustrados na Figura 6.1, consistem em: um inversor trifásico, responsável por receber os sinais de comutação de um microcontrolador e ativar de forma eletrônica suas chaves, fornecendo ao motor a tensão necessária e a sequência correta de ativação das bobinas para seu acionamento; um circuito de condicionamento de sinal que obtém a partir das fases do motor o sinal da BEMF, o amplifica e limita as tensões de saída a níveis adequados ao microcontrolador; um circuito digital que implementa uma lógica de PWM interfaceando os sinais provenientes do microcontrolador com o inversor trifásico para garantir a correta comutação das três fases do inversor; e uma fonte simétrica para alimentação dos componentes.

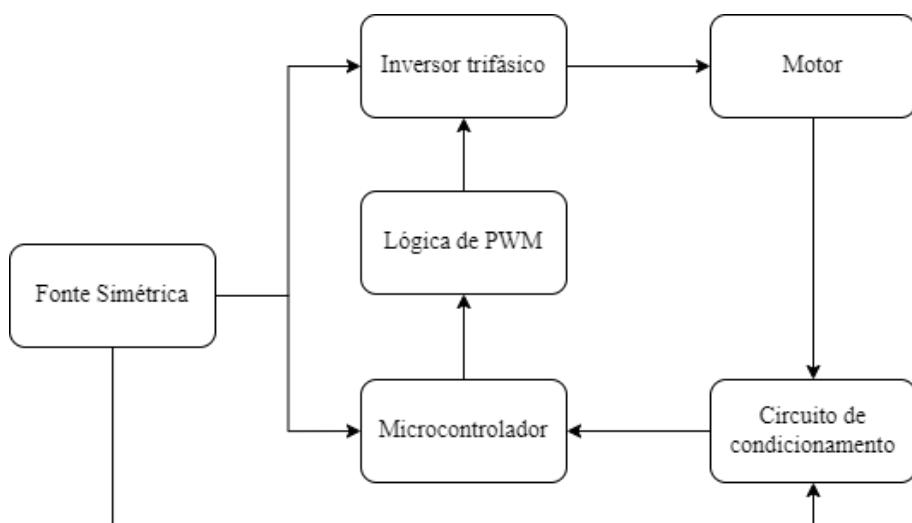


Figura 6.1: Diagrama de blocos do sistema projetado.

6.1 Fonte simétrica

A alimentação do circuito eletrônico do projeto foi realizada por uma fonte simétrica de corrente contínua. Os requisitos da fonte necessários para a alimentação do circuito foram:

- Saída de tensão contínua de aproximadamente $+18V$ para alimentação do inversor trifásico;
- Saída de tensão simétrica contínua de aproximadamente $\pm 18V$ para alimentação dos amplificadores operacionais;
- Saída de tensão simétrica contínua de $\pm 5 \pm 5V$ para alimentação do microcontrolador PIC16F886 e seu conversor analógico digital.

A fonte projetada é alimentada por uma bateria de $36V$. Foram utilizados dois capacitores eletrolíticos de $1000\mu F$ para o circuito divisor de tensão e dois capacitores de poliéster em paralelo de $220nF$ para filtragem de ruídos espúrios de alta frequência. O circuito capacitivo divisor de tensão garante uma saída simétrica de $\pm 18V$ para a fonte de tensão. O diodo Zener 1N4733A foi escolhido para regular a tensão de saída para $5V$, pois possui uma tensão Zener $5.1V$, e foi montado de forma simétrica para obtenção da tensão simétrica de $\pm 5V$, sua corrente máxima $I_{Z_{max}}$ e tensão Zener foram extraídas de seu *datasheet*. Para os resistores de polarização do diodo Zener foram escolhidos dois resistores de 500Ω , de acordo com as resistências máximas e mínimas permitidas pelo diodo, como apresentado no cálculo:

- $I_{Z_{max}} = 178mA$
- $I_{Z_{min}} = 0.10 \cdot I_{Z_{max}} = 17.8mA$
- $V_Z = 5.1V$

$$R_{max} = \frac{V_{R1}}{I_{Z_{min}}} = \frac{18 - 5.1V}{17.8mA} = 724.7\Omega$$

$$R_{min} = \frac{V_{R1}}{I_{Z_{max}}} = \frac{18 - 5.1V}{178mA} = 72.47\Omega$$

O circuito esquemático da fonte projetada é ilustrado na Figura 6.2.

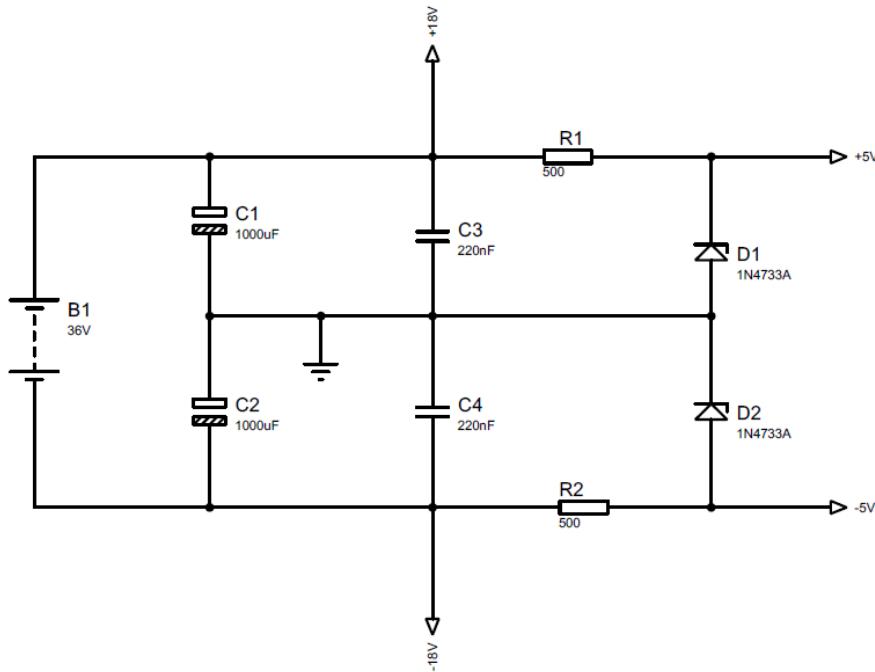


Figura 6.2: Esquemático da fonte de tensão simétrica.

6.2 Inversor trifásico

Motores BLDC necessitam de comutação eletrônica para serem acionados, a qual foi efetuada utilizando-se um inversor trifásico alimentado com corrente contínua, projetado para operação com PWM. Os requisitos do inversor necessários para o acionamento do sistema foram baseados nas especificações do motor escolhido para ser controlado, sendo ele o motor Maxon A1BDD29145 ECXSP16M BL KL B STEC 18V, apresentado na tabela A.1. Esses requisitos foram:

- Saída de tensão trifásica e em cada fase de até aproximadamente 18V;
- Permitir correntes de alimentação para a carga na ordem de 36 amperes;
- Inversão do sinal de tensão controlada por lógica externa proveniente de um microcontrolador;
- Compatibilidade com frequências de comutação da ordem de 40 kHz e com *duty cycle* de aproximadamente 98%.

Os componentes escolhidos para as chaves do inversor foram seis transistores *MOSFET* de potência IRFZ48NS, com $V_{dss} = 55V$ e $I_{Dmax} = 64A$, por permitirem condução de corrente e tensão de acordo com as especificações motor utilizado no projeto e possibilitar o uso do inversor no acionamento de cargas que demandam maior potência.

O acionamento dos *MOSFETs* foi realizado com três *gate drivers*, sendo eles circuitos integrados IR2101S, apresentados na Figura 6.3. Cada driver é capaz de acionar dois *MOSFETs*, o de alta, ligado à alimentação do motor e o de baixa, ligado à referência. Os sinais de comando de chaveamento provenientes do microcontrolador são conectados nas entradas HIN e LIN, sendo amplificados pela tensão no capacitor de *bootstrap* conectado entre V_S e V_B e transmitidos aos *MOSFETs* pelas portas HO e LO. Essa amplificação é realizada de forma a compensar a variação de tensão em V_S , garantindo uma tensão V_{GS} acima do limiar e permitindo a passagem de corrente no *MOSFET*. A relação entre os sinais de comando e de acionamento é apresentada na Figura 6.4 e uma fase do inverter projetado é ilustrada na Figura 6.5. Para visualização do circuito trifásico completo consultar o apêndice 10.1.

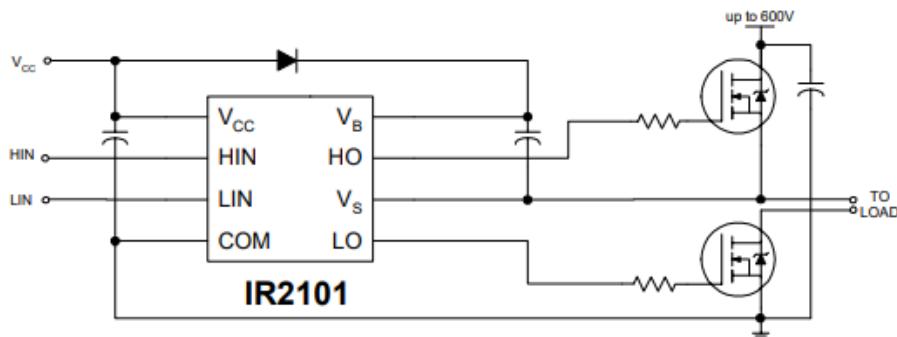


Figura 6.3: *Driver* para acionamento de *MOSFETs* utilizado e seu circuito típico. (Retirado de Rectifier 2004).

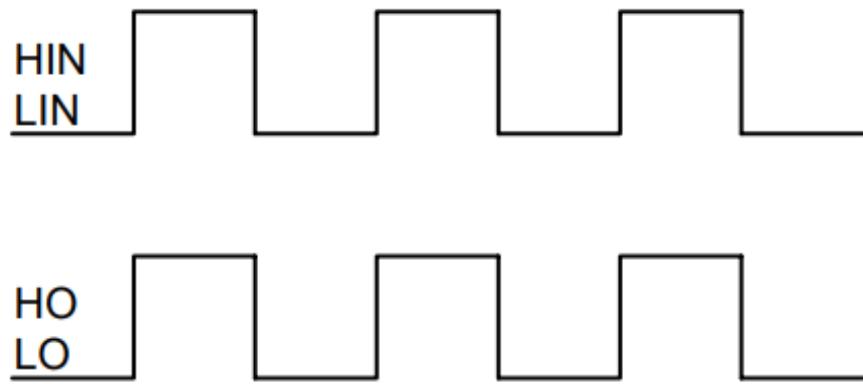


Figura 6.4: Diagrama da relação entrada/saída para HIN/LIN e HO/LO (Retirado de Rectifier 2004).

Os valores mínimos do capacitor de *bootstrap* para o *driver* foram calculados de acordo com as notas de aplicação de Diallo 2018; A. Merello e Grasso 2016, sendo a capacidade calculada $C_{boot} > 6.2nF$ e $C_{vdd} > 62nF$ e os valores escolhidos de $C_{boot} = 10nF$

e $C_{vdd} = 22\mu F$. Em paralelo à carga foi utilizado um capacitor de $220\mu F$. Para os resistores no *gate* dos *MOSFETs*, foram utilizados resistores de 200Ω .

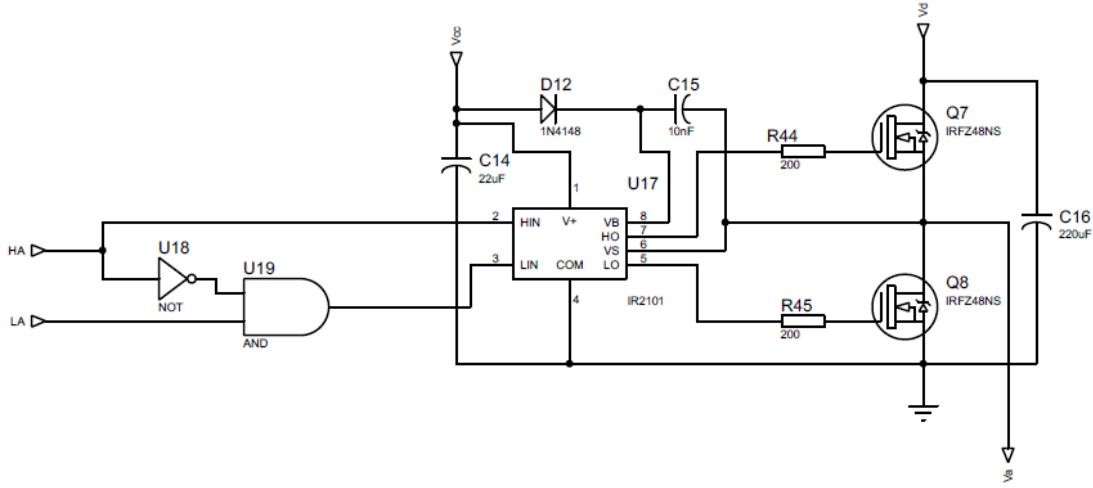


Figura 6.5: Esquemático da fase A do inversor trifásico projetado.

Os sinais provenientes do microcontrolador, HX e LX , sendo $X = A, B, C$ referente a cada fase, passam por uma lógica que impede ambos os *MOSFETs* serem ativos simultaneamente, constituindo um circuito de proteção digital. O estado em que ambos os *MOSFETs* está em condução deve ser evitado, pois constitui um curto-círcito. A tabela verdade do sistema é apresentada na Tabela A.1, em que HX representa a entrada que controla o HIN do *driver* e LX um sinal que quando em *HIGH* e a fase está fornecendo corrente para o motor fornece o sinal \overline{PWM} para LIN ; quando a fase recebe corrente, HIN é desligado e LIN ativa o *MOSFET* de baixa; e quando está inativa ambos HIN e LIN estão desligados.

HX	LX	LIN	HIN
0	1	1	0
1	0	0	1
1	1	0	1
0	0	0	0

Tabela A.1: Lógica dos sinais de entrada do inversor.

6.2.1 Lógica de PWM

Os sinais HA , HB e HC do inversor trifásico são alimentados por um circuito de modulação de PWM, vide Figura 6.6. Esse circuito recebe o sinal de PWM fornecido pelo microcontrolador e o modula de acordo com o estado das chaves $UL1$, $UL2$ e $UL3$.

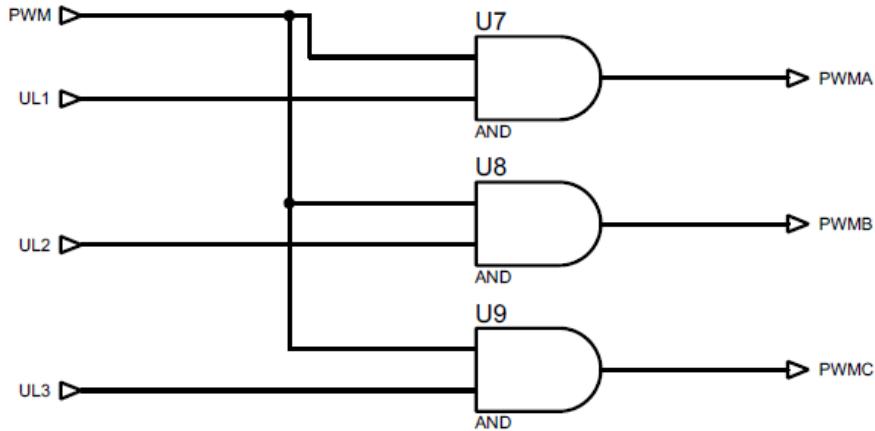


Figura 6.6: Esquemático do circuito lógico de modulação do PWM.

O funcionamento do motor depende de seis etapas de comutação das chaves do inversor trifásico, sendo elas representadas na Tabela A.2. O sinal UL determina qual fase possui seu *MOSFET* de alta energizado com PWM, enquanto os sinais LA , LB e LC definem as fases que possuem a lógica do *MOSFET* de baixa controlado por LIN energizadas. O estado um de comutação consiste na ativação da chave de alta da fase A, pulsada com o PWM, e da chave de baixa da mesma fase pulsada com \overline{PWM} , enquanto a chave de alta da fase B permanece desligada e a chave baixa, que está conectada à referência, é energizada. O fluxo de corrente resultante à ativação deste estado é da fase A para a fase B, ou seja, $i_a = +I$, $i_b = -I$ e $i_c = 0$. Para os outros estados ocorre uma ativação similar à descrita, com o fluxo de corrente positiva na bobina conectada à fase pulsada com PWM - definida por UL_x -, e negativa definida por LX , sendo X a fase conectada ao terra pelo *MOSFET* de baixa.

Estado	UL1	UL2	UL3	LA	LB	LC	Corrente na bobina
1	1	0	0	1	1	0	$A \rightarrow B$
2	1	0	0	1	0	1	$A \rightarrow C$
3	0	1	0	0	1	1	$B \rightarrow C$
4	0	1	0	1	1	0	$B \rightarrow A$
5	0	0	1	1	0	1	$C \rightarrow A$
6	0	0	1	0	1	1	$C \rightarrow B$

Tabela A.2: Diagrama de estados da lógica de comutação do inversor trifásico.

6.3 Circuito de condicionamento de sinais

O circuito de condicionamento para obtenção dos sinais de *BEMF* foi implementado com a utilização de amplificadores operacionais organizados de forma a efetuar as operações citadas na Seção 4.1. Em termos gerais, o circuito implementa a diferença entre as tensões de linha do motor, além do condicionamento desse sinal para níveis de tensão adequados ao conversor analógico digital do microcontrolador. Os requisitos do módulo de condicionamento de sinais foram:

- Aquisição dos sinais de *back-EMF* a partir das tensões de fase do motor;
- Amplificação dos sinais de *back-EMF* para o intervalo $[+5V, -5V]$, adequado ao ADC;
- Amplificação dos sinais de *back-EMF* para operação do motor a 2000 rpm;
- Adequação dos sinais de saída do módulo às especificações elétricas do microcontrolador para saídas que não estão adquirindo o *back-EMF* de modo a não danificá-lo.

O cálculo do slew rate para especificação dos amplificadores operacionais se baseou na hipótese do sinal de entrada com tensão máxima desenvolvida de $V = |18|V$.

A maior frequência no sinal é devido a comutação do PWM, sendo esta de 40kHz. Portanto, o menor período de variação de tensão que o amplificador operacional precisava capturar foi de:

$$\Delta t = \frac{1}{f_{pwm}} = \frac{1}{40 \cdot 10^3} = 25\mu s$$

$$\text{Slew rate} = \frac{\Delta V}{\Delta t} = \frac{18 - (-18)}{25} = 1.44 \frac{V}{\mu s}$$

Para uma correta aquisição do sinal foi necessário um amplificador operacional com pelo menos $1.44 \frac{V}{\mu s}$ de slew rate.

O cálculo do ganho de amplificação foi realizado a partir da constante de *back-EMF* (K_e) calculada de $K_e = 0.086807 \frac{V}{krpm}$ e da *back-EMF* estimada para a velocidade de 2000rpm, de forma que a máxima *back-EMF* pertencesse ao intervalo $[5V, -5V]$. Para este cenário o ganho total estimado foi de:

$$G = \frac{V_{max}}{\frac{K_e}{1000} \cdot \omega_{max} \cdot 2} = \frac{5}{\frac{0.086807}{1000} \cdot 2000 \cdot 2} \approx 14.4$$

O amplificador operacional escolhido foi o RC4559 da *Texas Instruments* que possui $Slew\ rate = 1.5 \frac{V}{ns}$ (Instruments 1983). O circuito de amplificadores operacionais, ilustrado na Figura 6.7, foi alimentado com tensão simétrica de $\pm 18V$ e um divisor resistivo foi colocado em cada entrada de sinal para redução da tensão do motor a níveis aceitáveis pelos AmpOps, ou seja, $\pm 15V$. A tensão na saída do primeiro estágio do amplificador também foi reduzida pela metade para não haver tensão acima do esperado na entrada do segundo estágio, essa redução foi realizada com o uso de seis resistores de $5k\Omega$ e $10k\Omega$. Para garantir a amplificação de $G \approx 14.4$ escolheram-se resistores de $4.3k\Omega$ e $150k\Omega$. A amplificação real na saída obtida pela escolha de resistores foi de $G_{real} = 14.47$. Na saída do segundo estágio de amplificadores operacionais, foi implementado um circuito *clipper* de tensão implementado com dois diodos Zener 1N4732A e um resistor de 100Ω para limitar a tensão de saída do circuito de condicionamento a $\pm 5.4V$.

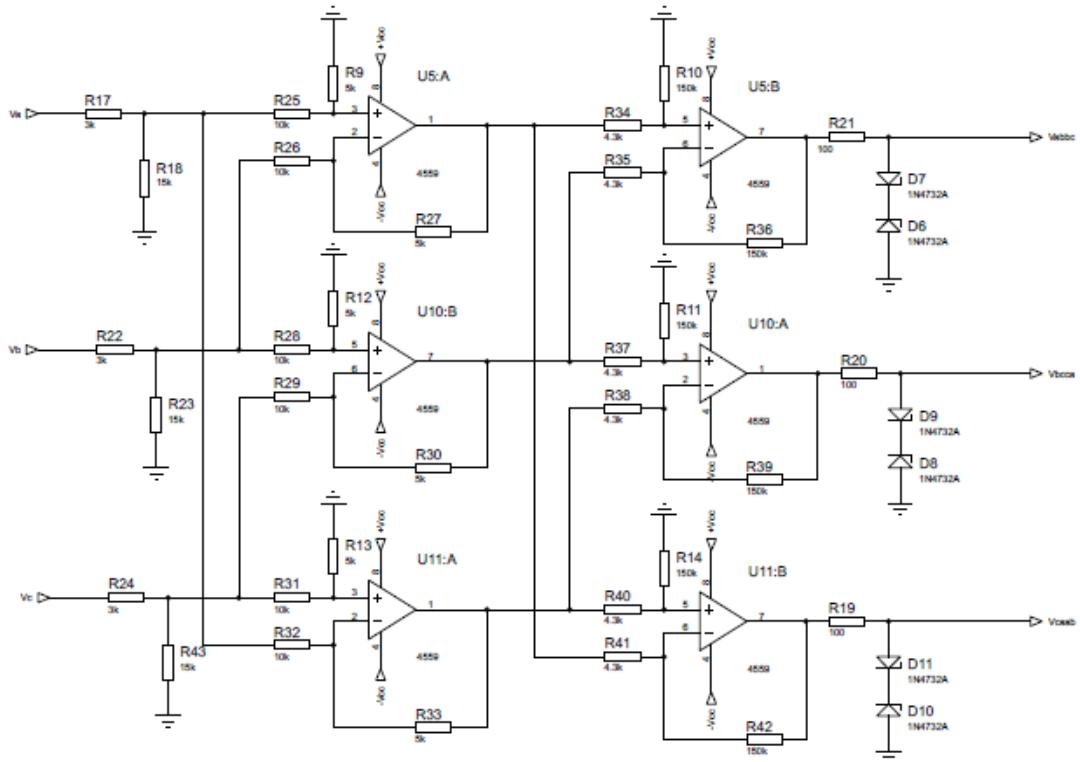


Figura 6.7: Esquemático do circuito de condicionamento de sinais.

Projeto do controlador

7.1 Uma visão geral do controle

O diagrama de controle utilizado no projeto está descrito na figura 7.1.

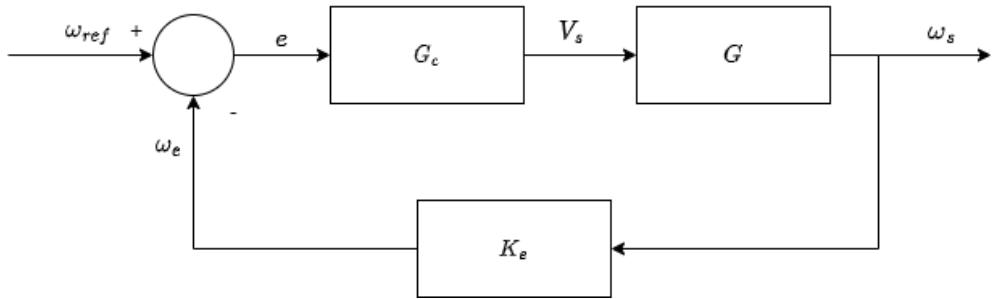


Figura 7.1: Diagrama de blocos do controle

A entrada do sistema é o ω_{ref} , que é a velocidade angular desejada. Realizando a sua subtração com o ω_e , que é a velocidade angular obtida saída do sistema, obtém-se o erro e .

Passando pela planta do controlador PID G_c , o sinal é convertido para V_s , que é a tensão nas fases do motor.

A tensão, então, passa pela função de transferência do motor, G , e tem como resultado ω_s , que é a velocidade angular do motor.

7.2 Função de transferência do motor

O modelo de função de transferência que foi utilizado para a determinação de G_c foi desenvolvido por Kiruthika, Rajan e Rajalakshmi 2013.

A função de transferência $G(s) = \frac{\omega_m}{V_s}$ associa V_s , que é a tensão da fonte, com ω_m , a velocidade angular do motor.

Assim, a função de transferência obtida foi a seguinte:

$$G(s) = \frac{\frac{1}{K_e}}{\tau_m \tau_e s^2 + \tau_m s + 1}$$

τ_m é a constante de tempo mecânica definida como $\tau_m = \frac{3.RJ}{K_e K_t}$.

τ_e é a constante de tempo elétrica definida como $\tau_e = \frac{L}{3.R}$.

Todas as constantes para as equações acima encontram-se na tabela A.2. A constante K_e é a constante de *back-EMF* e K_t é a constante de torque.

Além dos valores encontrados nas tabelas A.2 e A.1, obtidos diretamente nos datasheets dos respectivos motores, obteve-se o valor de K_e ou de τ_m através das equações anteriores.

Assim, foi possível fazer o cálculo de K_e para o motor B7A1BDD29145 ECXSP16M BL KL B STEC 18V, que não se encontra no datasheet. O valor obtido para K_e foi $0.0868778 \frac{V}{krpm}$.

Substituindo-se as variáveis pelos valores numéricos, tivemos que a função de transferência para o motor da Maxon foi:

$$G_M(s) = \frac{1,21E + 03}{8,75E - 08s^2 + 3,94E - 3s + 1}$$

7.3 Função do controlador PID

Além disso, foi necessário obter a função do controlador PID. O controlador foi tuned, ou afinado, de tal maneira que apresentasse resposta rápida o bastante para o controle do motor.

Como base, utilizou-se o método de Ziegler-Nicholson, como fez Damodharan e Vasudevan 2010. Experimentalmente, através de simulações computacionais usando Python, foram determinados os parâmetros $K_{pu} = 0,005$ e $P_u = 0,02$.

Assim, o controlador PID tem a seguinte função:

$$G_c(s) = \frac{3,75E - 06.s^2 + 0,003.s + 0,6}{s}$$

Tendo a função de transferência de tempo contínuo, foi preciso realizar a sua transformação em uma função de transferência digital. Para isso, utilizou-se o método de Tustin, ou Bilinear.

Para um melhor controle, o menor tempo de amostragem possível era desejado, porém, devido à limitações de hardware, primeiramente desejou-se atender ao critério de Nyquist.

A maior rotação, segundo Lopes e Barbosa 2016, devia ser aproximadamente de 2000 rpm, então, dado que se devia detectar intervalos de 30° , ou seja, $\frac{1}{12}$ de uma circunferência, pudemos considerar como se a frequência de amostragem fosse 12 vezes maior, uma vez que $1\text{ rpm} = \frac{2\pi}{60\text{s}} = \frac{360^\circ}{60\text{s}} = 12\frac{30^\circ}{60\text{s}}$.

Assim, obtivemos que $2000\text{ rpm} = 2000 \cdot \frac{360^\circ}{60\text{s}} = \frac{30^\circ}{T}$. Dessa maneira, o tempo mínimo para a detecção em 2000 rpm para 30° foi de 0,0025 s. Segundo o critério de Nyquist, a frequência de amostragem devia ser duas vezes mais rápida, então o tempo de amostragem máximo seria 0,00125 s.

Para uma melhor amostragem, na prática, foi preferível usar o tempo de amostragem mais reduzido o possível, então, adotou-se o valor de $250\mu\text{s}$ para o período de amostragem T_s , que é cinco vezes mais rápido que a frequência de Nyquist.

Com esse valor de T_s , pôde-se aplicar o método de Tustin e, substituindo na função de transferência original, obteve-se a seguinte função de transferência:

$$G_{cd} = \frac{z+1}{8000(z-1)} \left[\frac{1}{2} + \frac{3(8000z - 8000)}{1000(z+1)} + \frac{3(8000z - 8000)^2}{800000(z+1)^2} \right]$$

$$G_{cd} = \frac{\omega_m(z)}{V_s(z)} = \frac{433z^{-2} - 958z^{-1} + 529}{-16000z^{-2} + 16000}$$

$$-16000\omega_m(z)z^{-2} + 16000\omega_m(z) = 433V_s(z)z^{-2} - 980V_s(z)z^{-1} + 529V_s \quad (7.1)$$

Assim, para aplicação em tempo real, foi preciso aplicar a transformada Z inversa da equação 7.1, obtendo-se:

$$\omega_m(t) = \omega_m(t-2) + \frac{433V_s(t-2) - 958V_s(t-1) + 529V_s(t)}{16000} \quad (7.2)$$

Como desejava-se obter a tensão a partir da velocidade, considerou-se a função de transferência como invertida, sendo o objeto de desejo o $V_s(t)$ e não o $\omega_m(t)$.

7.4 Cálculo de frequências e períodos para o PIC16F886

7.4.1 Timer 0

Para a aplicação da frequência de amostragem de $250\mu\text{s}$, utilizou-se o Timer 0 no PIC16F886.

Para isso, foi necessária a utilização de um timer externo para que o Fosc, ou frequência de oscilação, fosse equivalente a 40MHz.

Assim, o PIC utiliza uma frequência de $\frac{F_{osc}}{4}$ para o Timer 0 sem nenhuma manipulação, ou seja, uma frequência de 10MHz. Assim, foi aplicado um prescaler de 1:32

para redução da frequência, reduzindo para 312,5kHz. O período obtido, denotado por $\frac{1}{frequencia}$, foi de $3,2\mu s$.

Dividindo o período desejado de $250\mu s$ pelo período anteriormente obtido, chegou-se ao valor 78,125. O valor mais próximo é 78, então m, o multiplicador final do timer, foi configurado com esse valor.

Obtendo assim um período de $T_0 = 249,6\mu s$ no Timer 0.

A diferença em porcentagem em relação ao valor desejado de $250\mu s$ foi calculada como $erro = \frac{250-249,6}{250} = 0,16\%$.

7.4.2 PWM

Desejávamos que a frequência de PWM fosse de 40kHz. Para isso, foi preciso fazer o *setup* do período no PIC16F886.

O PIC16F886 tem dois módulos de PWM: CCP1 e CCP2. Para este projeto, foi utilizado o CCP1, que tem maior versatilidade.

Para a configuração de PWM, primeiramente, definiu-se que o modo de operação do PWM seria de saída única de PWM, ou seja, P1A foi modulado com PWM e P1B, P1C e P1D foram configurados como pinos de porta comuns.

O período de PWM foi determinado a partir do registro PR2, sendo que o cálculo de PR2 foi: $PR2 = \frac{PWN_{period}}{TMR2prescaler.4.Tosc} - 1$. O TMR2prescaler foi escolhido como 1, o Tosc obtido foi $\frac{1}{Fosc} = \frac{1}{40.000.000} = 25\mu s$ e desejávamos que a frequência de PWM fosse 40kHz, ou seja, o período de PWM foi de $25\mu s$.

Substituindo os valores, obteve-se o valor de PR2: $PR2 = 249$. Assim, determinou-se a frequência de PWM.

7.5 Sequência de Controle

A sequência de controle está representada no fluxograma 7.2.

A seguir, uma breve descrição de cada etapa do controle:

1. Início: início do programa, o processo de ligar o microcontrolador;
2. Inicialização: inicialização de elementos do microcontrolador, que são o conversor analógico-digital (ADC), as interrupções, o Timer 0 e o PWM;
3. Control_Alinhamento: função control_alinhamento. Faz o alinhamento do rotor, verificando se o tempo de alinhamento excede o tempo máximo de 1 segundo;
4. Control_Start: função control_start. Busca manter a velocidade do motor em 1krpm até que haja detecção de *back-EMF* 6 vezes consecutivas;

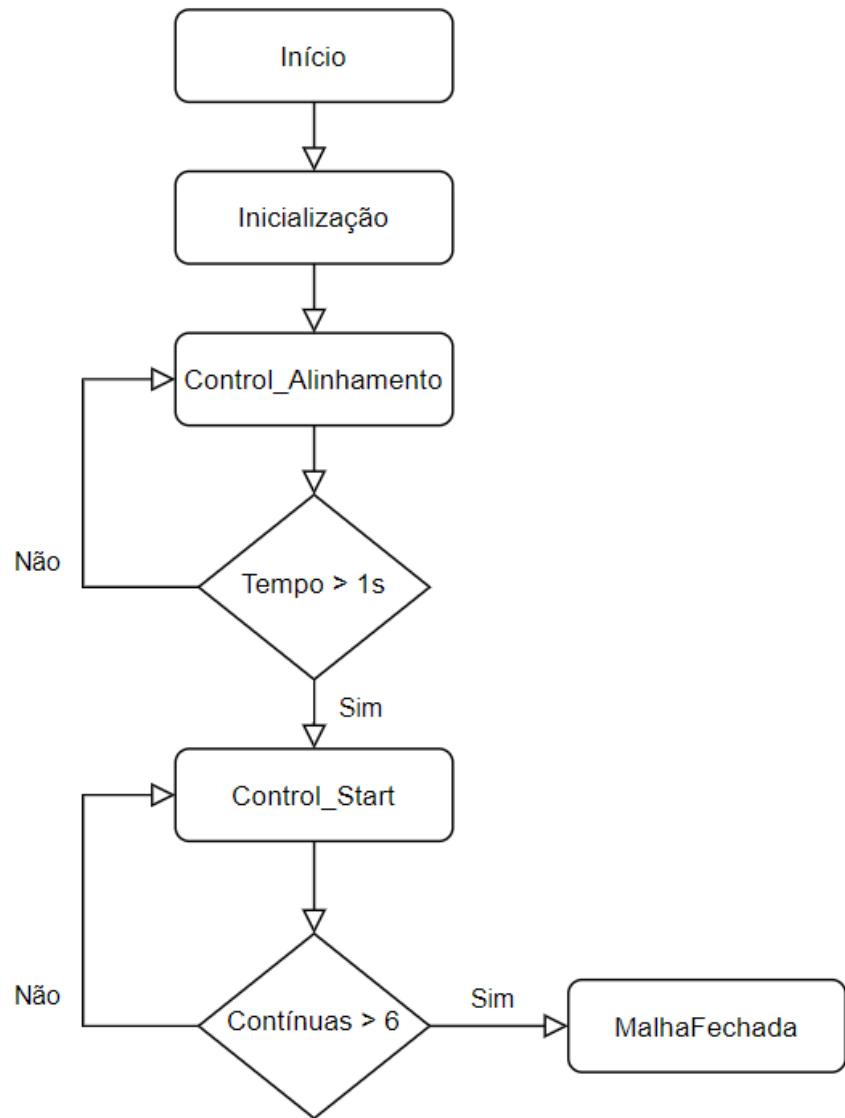


Figura 7.2: Fluxograma de controle.

5. MalhaFechada: descreve o comportamento em malha fechada, ou seja, o controle de velocidade utilizando a BEMF.

Os itens 3 e 4 de controle em malha aberta foram feitos baseando-se em Semicondutor [2005](#).

7.5.1 Control_Alinhamento

Nesta função, primeiramente é determinado um valor de PWM inicial arbitrário. Então, é escolhida um estado arbitrário de comutação do motor de 1 a 6, como mostrado em na figura [2.3](#). Com o estado selecionado, o PWM é direcionado para as bobinas corretas como consta na seção [6.2](#).

7.5.2 Control_Start

Esta função executa o aumento da velocidade do motor. Definindo uma velocidade, a comutação entre os estados seguintes é feita de tal maneira que, em malha aberta, a velocidade do motor chegue à desejada com o passar do tempo.

Primeiramente, é feita uma verificação de se o tempo de rotação foi maior que o necessário para se chegar à próxima fase de acordo com a velocidade desejada. Se o tempo for maior, o estado muda para o seguinte. Novamente, o estado muda segundo a tabela A.2.

A maneira de verificar se a velocidade foi atingida ou se há detecção de *back-EMF* é através da coleta de dados sobre a tensão na bobina desenergizada utilizando o ADC.

O ADC mensura a *back-EMF* a partir da informação de em qual estado está o motor. A partir dessa informação, é verificado se o valor obtido é representativo de uma coleta de *back-EMF* para a rotação esperada.

Se o valor está dentro dos limites desejados, a contagem de detecções consecutivas tem o seu valor adicionado em 1. Caso contrário, o seu valor vai para 0, recomeçando a contagem.

7.5.3 MalhaFechada

Durante a malha fechada, é feito o cálculo da *b-EMF* a partir do valor de ADC e da constante de *b-EMF* K_e .

A partir desse valor, é possível obter o valor do erro, que é utilizado para o cálculo da tensão de entrada no motor a partir da subtração de seu valor a partir do valor da velocidade desejada.

Assim, tendo o erro, é feito o cálculo da tensão utilizando a equação 7.2.

O valor da tensão é utilizado para cálculo do ciclo de PWM que entrará no motor, fazendo um controle da tensão, além da velocidade.

Há uma constante verificação durante a malha fechada de se houve ou não a inversão, ou seja, ocorreu o ZCP. Se aconteceu o ZCP, inicia-se uma contagem de tempo.

Se a contagem de tempo excede o que seria necessário para ocorrer uma rotação de 30° , como mencionado na seção 4.1, é feita a troca de estados, passando para o estado seguinte segundo a tabela A.2.

Com a troca de estados, também há uma troca nas portas que recebem o ADC, segundo a função troca_estado, que está no anexo ??.

Resultados

Os resultados referentes à reprodução e teste da estratégia de detecção de *back-EMF* por Damodharan e Vasudevan [2010](#) no ambiente de simulação *Simulink* são apresentados nas figuras [8.1](#) e [8.2](#). A figura [8.1](#) apresenta o comportamento das tensões de fase A, B e C. Na qual podem ser identificadas as fases ativas e inativas. O sinal com onda retangular, relativa ao PWM indica que a fase está energizada, sendo comutada pelo PWM, enquanto o padrão do sinal que se assemelha a uma reta cruzando o zero se refere ao período em que aquela fase está inativa. Vemos na figura [8.1](#) que sempre uma única fase está inativa e as outras duas ativas.

A detecção de ZCP no mesmo experimento pode ser observada na figura [8.2](#), na qual são comparados o sinal de tensão da fase A com o sinal tensão V_{caab} na saída do circuito de condicionamento.

Os resultados obtidos pela simulação eletrônica do sistema projetado no *software* Proteus são apresentados nas figuras [8.3](#), [8.4](#), [8.5](#), [8.6](#). Todas as figuras apresentam a resposta do sistema simulado para o intervalo de tempo de $t = 2$ a $t = 2.12$.

A figura [8.3](#) apresenta os sinais digitais resultantes da lógica de comutação para ativação dos *drivers* de *MOSFETs*, com os sinais UL1 e PWM1, UL2 e PWM2, e UL3 e PWM3 sendo referentes ao controle das fases A, B e C, respectivamente. Na figura [8.4a](#) apresentam-se as tensões de fase mensuradas na entrada do motor e nas figuras [8.4b](#) e [8.5](#) as tensões de linha no motor.

As figuras [8.6b](#) e [8.6a](#) apresentam a comparação entre as diferenças de tensões de linha estimadas através das tensões de fase e as mensuradas na saída do inversor trifásico.

Os sistemas projetados, como a lógica de malha aberta e de comutação do controlador, lógica de PWM, inversor trifásico e fonte simétrica atingiram os requisitos de projeto especificados para cada subsistema. A malha *sensorless* de controle fechado não foi validada devido à problemas com a modelagem interna do motor presente no *software* Proteus, que impossibilitaram a verificação de *Zero Crossing Point* na simulação. A

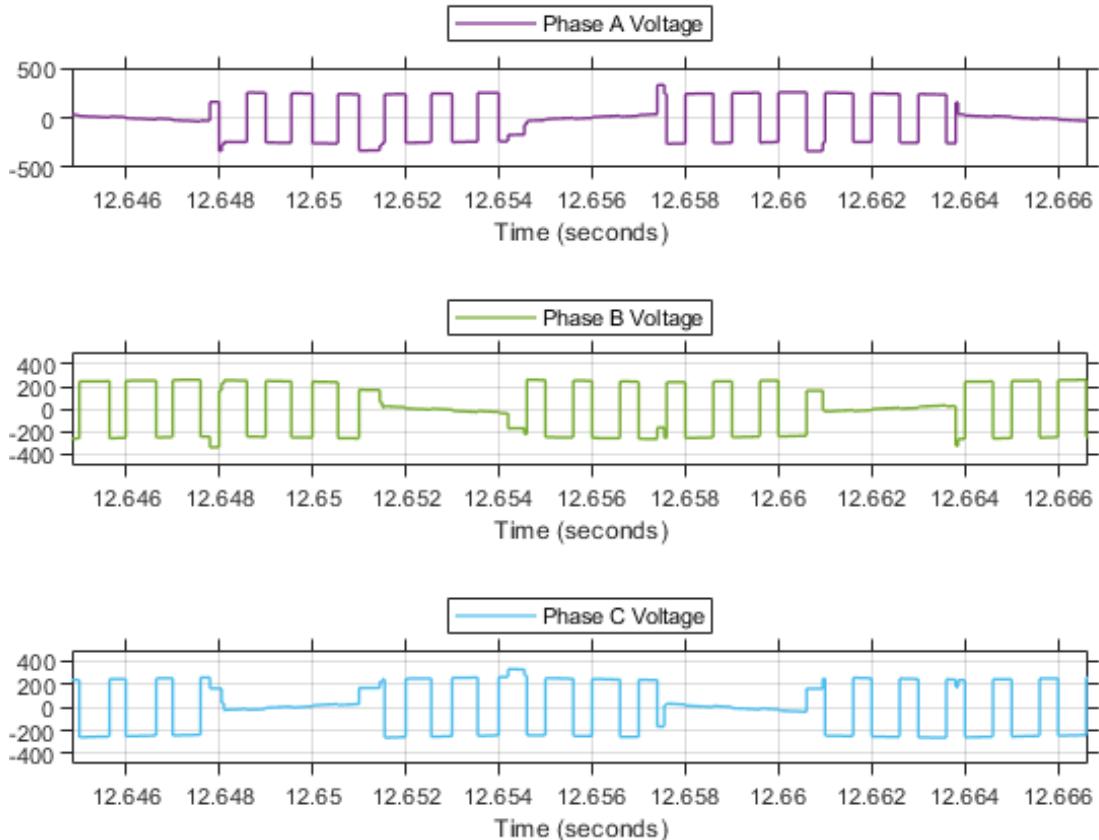


Figura 8.1: Tensões de fase na entrada do motor BLDC.

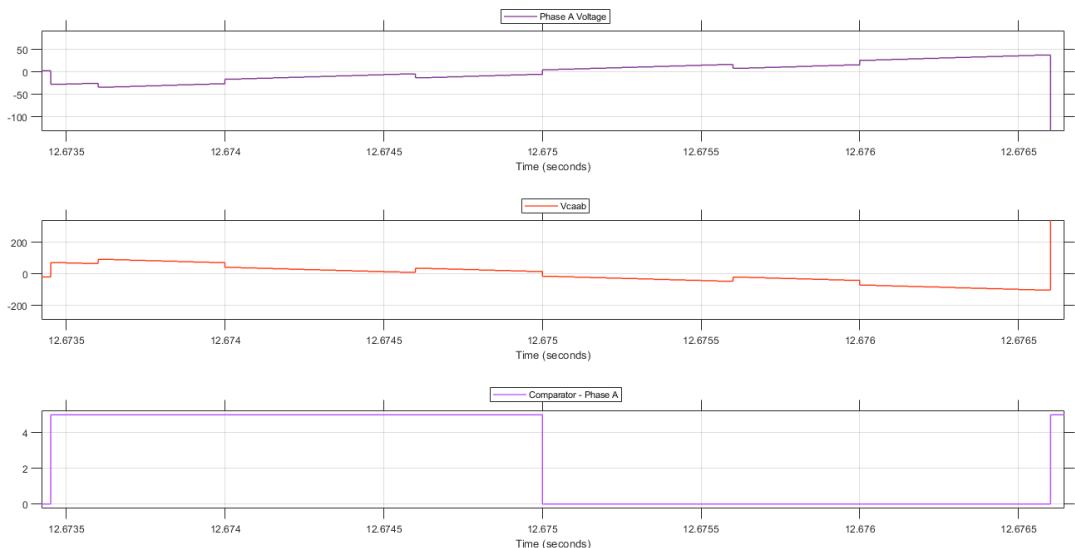


Figura 8.2: Detecção de ZCP no sinal da fase A.

lógica algébrica do circuito de condicionamento de sinais foi validada pela simulação realizada em *Simulink*, sua implementação no ambiente de simulação eletrônica *Proteus*, não apresentou os resultados esperados, apenas aqueles relativos à adequação do sinal aos níveis de leitura do ADC.

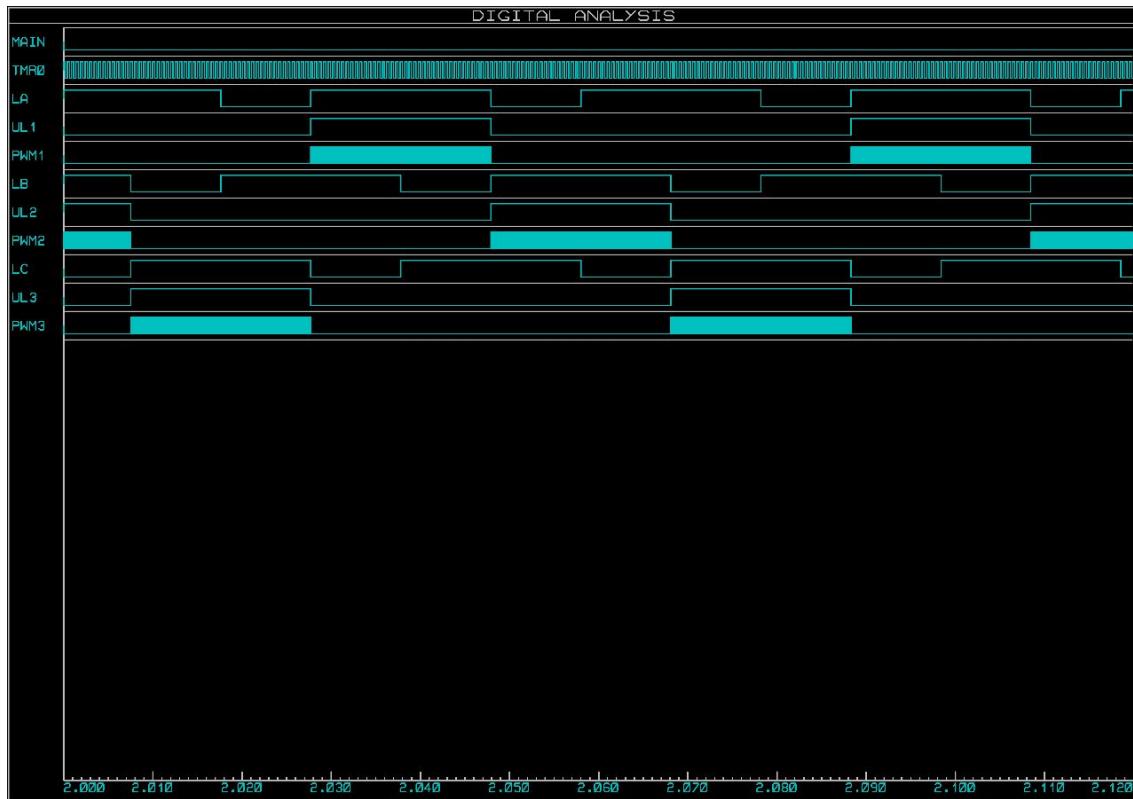


Figura 8.3: Carta de tempo dos sinais digitais emitidos pelo microcontrolador.

8.1 Controle

Na tabela A.1, estão informações referentes à resposta do controlador contínuo e discreto ao step descritos na seção 7.2.

Valor	Contínua	Discreta
Tempo de subida (s)	0,0047392	0,00475
Tempo de estabilização (s)	0,0086640	0,00875
Overshoot (%)	0,1843	0,1848
Valor de estabilidade	1,0000	0,9999

Tabela A.1: Respostas do controlador contínuo e discreto ao step.

Na figura 8.7, estão os gráficos das respostas ao step dos dois controladores.

Devido a limitações no simulador que impediam a utilização dos sinais obtidos através dos sensores, foi feita uma simulação utilizando o sinal de sensores Hall para a determinação de se o controle de velocidade estava sendo executada corretamente.

Assim, foi feito uma rotina que assemelha-se bastante com o sistema de controle normal, mas com algumas alterações para compensar por limitações de software, entre outros.

Ao invés da utilização do *back-EMF* para a detecção da velocidade, é utilizado um sensor Hall no lugar devido a limitações do simulador e do seu modelo de motor BLDC..

Além disso, ao invés de a malha aberta parar apenas quando há detecção de 6 *back-EMF*, a malha aberta deixa de ser utilizada quando a velocidade calculada chega a 250RPM.

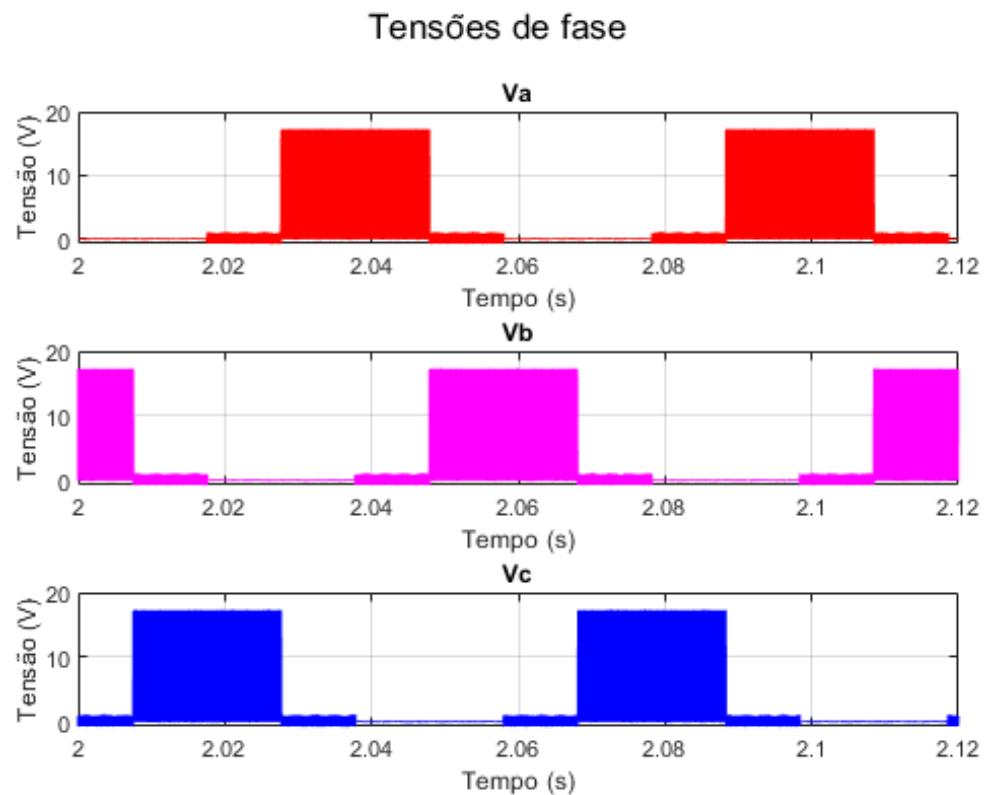
Assim, até o primeiro 1 segundo da simulação, ocorre a rotina de alinhamento, e, a partir de então, ocorre o acréscimo de velocidade em malha aberta.

Quando se atinge 250RPM, o sistema passa a atuar em malha fechada, havendo monitoramento da tensão de saída através do PWM, reduzindo também a aceleração do sistema.

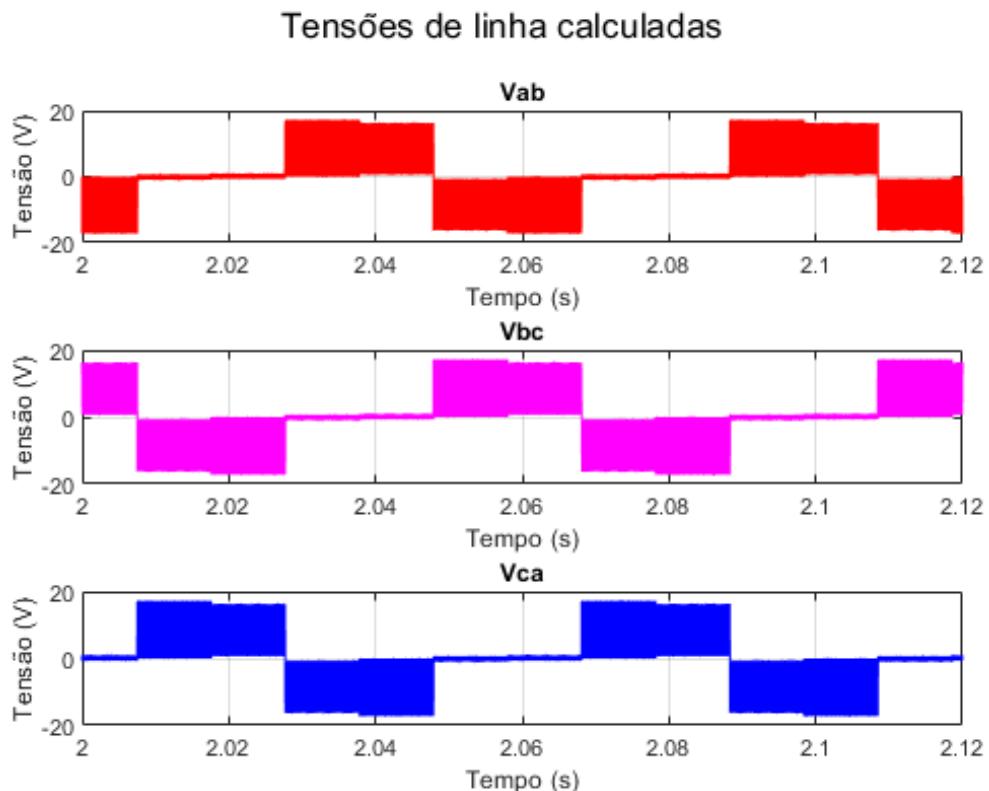
A simulação não pôde ser realizada diretamente de 0 a 8 segundos devido a limitações do programa Proteus, então ela foi dividida em 4 seções de 2 segundos, divididas nas figuras 8.8 e 8.9.

Na figura 8.8b, é possível observar que, perto do seu fim, há a alteração para malha fechada. A velocidade calculada a partir da alteração do sensor Hall logo antes da transição foi de 248,5501RPM.

Ao final da simulação, na figura 8.9b, a velocidade calculada foi de 304,2596RPM.



(a) Tensões de fase na entrada do motor.



(b) Tensões de linha com base nas tensões de fase.

Figura 8.4: Tensões de fase e de linha mensuradas na entrada do motor com 50% de *duty cycle*.

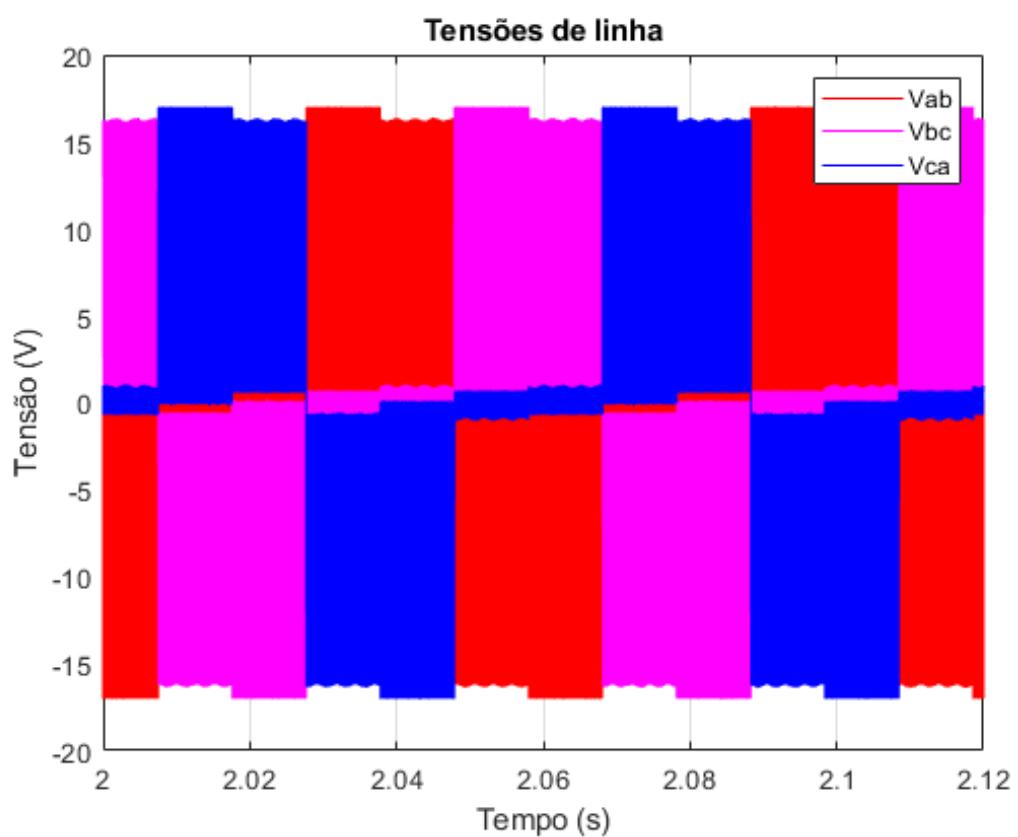
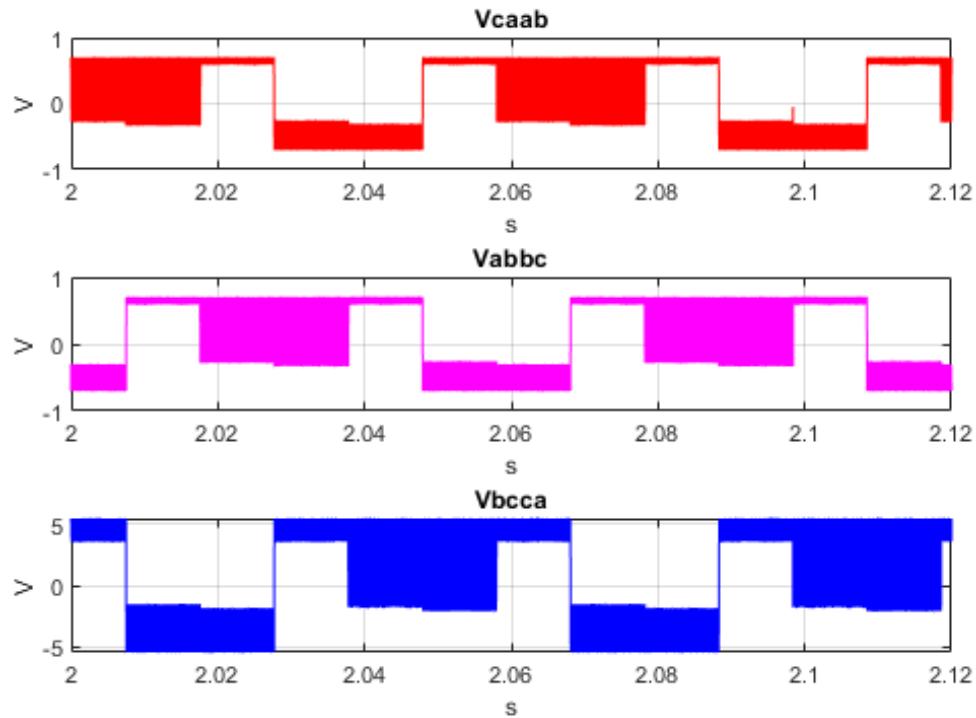


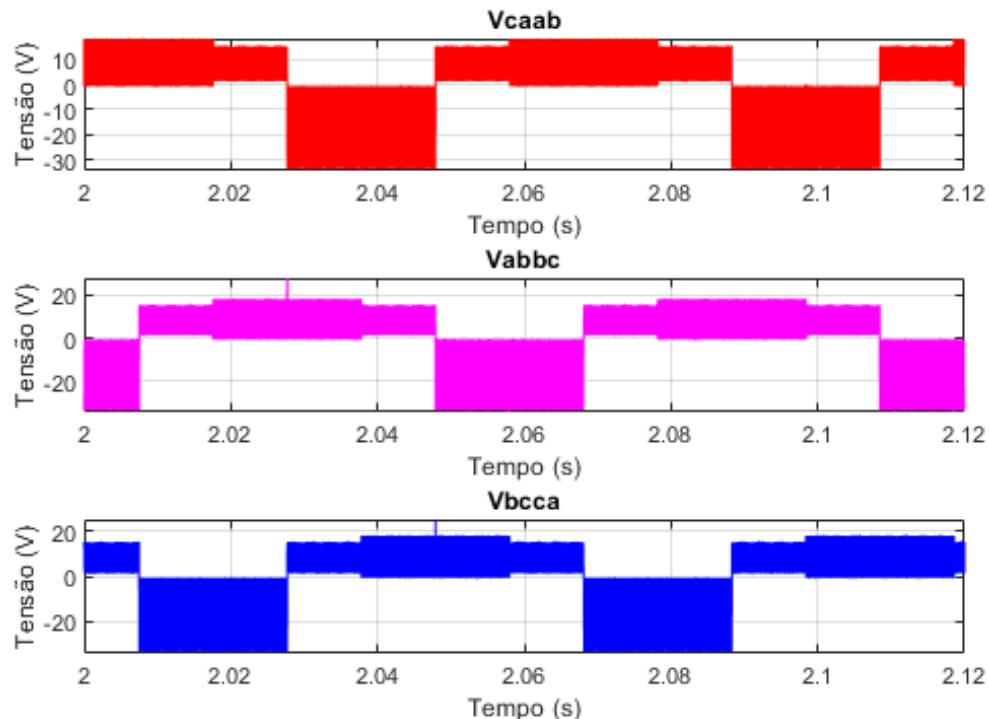
Figura 8.5: Tensões de linha sobrepostas.

Diferença entre tensões de linha - Circuito de Condicionamento



(a) Diferença de tensões de linha na saída do circuito de condicionamento.

Diferenças entre tensões de linha calculadas



(b) Diferença de tensões de linha calculada.

Figura 8.6: Comparação entre diferença de tensões de linha com 50% de *duty cycle*.

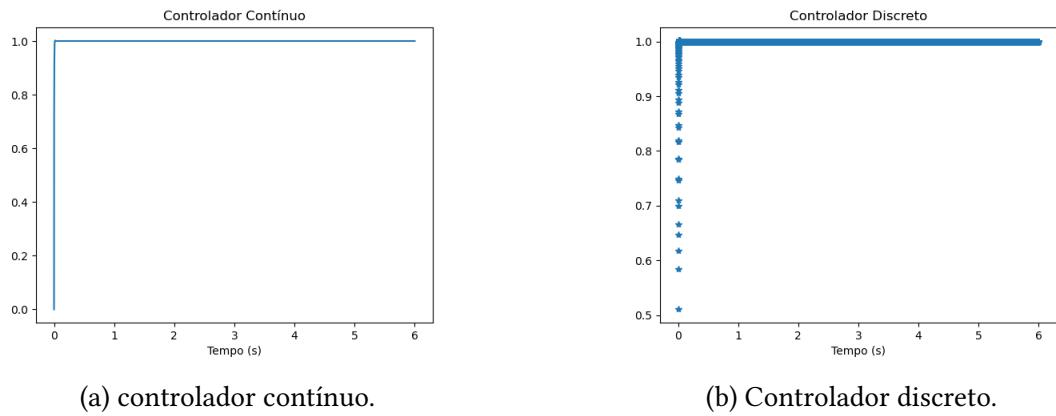


Figura 8.7: Respostas ao step dos diferentes controladores.

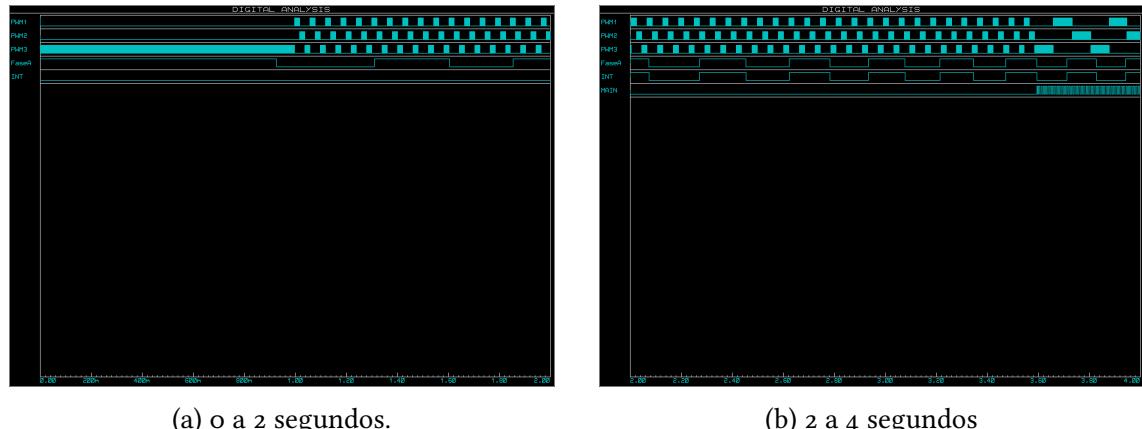


Figura 8.8: Primeiros segundos da simulação de velocidade do motor.

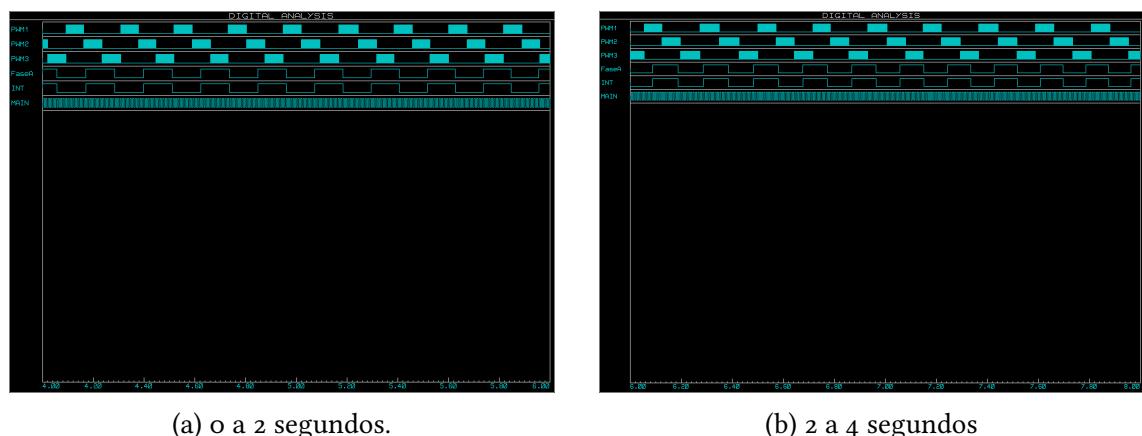


Figura 8.9: Últimos segundos da simulação de velocidade do motor.

Discussão

Os resultados obtidos por meio do *Simulink* apresentados nas figuras 8.1 e 8.2 permitem a verificação da existência da *back-EMF* na bobina não energizada de um motor BLDC em movimento. Na figura 8.2 observa-se a tensão de fase V_A , o sinal V_{caab} e a saída de um comparador, simulando a comparação do sinal V_{caab} com o zero para a detecção do Zero Crossing Point. É possível notar que o ZCP ocorre 30° elétricos antes da comutação para a próxima fase.

A figura 8.1 permite a visualização de uma variação no sinal de tensão relativo à BEMF na bobina desligada, modificando o resultado no comparador. Portanto, mostra-se indiferente para a realização da comutação o sinal, se é positivo ou negativo, da *back-EMF*. No pulso do comparador esse efeito pode ser interpretado como uma reação relativa à borda, seja ela de subida ou descida, importando apenas a transição para a identificação do ZCP.

A lógica de comutação para acionamento do motor BLDC utilizada e implementada no microcontrolador foi o acionamento em seis etapas, nas quais comutam-se as chaves do inversor trifásico de modo a energizar apenas duas fases e manter a outra desligada em uma sequência determinada de seis combinações de chaves. Podemos verificar na figura 8.3 a correta implementação da comutação em seis etapas considerando os circuitos de proteção contra ativação simultânea na entrada do inversor trifásico. Os sinais da fase energizada ligada ao V_{dd} ULX e LX se encontram em estado *HIGH*, sendo a função de LX nessa fase habilitar inversão de PWM para LIN, e o sinal LY da outra fase energizada em estado *HIGH* para conectar a fase ao GND. A fase não ativada encontra-se com ULZ e LZ em *LOW*, com $X, Y \in A, B, C$.

O inversor de tensão implementado também apresentou resultados positivos atendendo os requisitos. A partir dos sinais de comutação o *driver* pulsou os *MOSFETs* de acordo, fornecendo aproximadamente $17.6V$ de tensão na saída para uma tensão $V_{dd} = 18V$. A figura 8.4a apresenta as fases na saída do inversor pulsadas com o si-

nal de acordo com a carta de tempos da figura 8.3. A inversão de tensão pode ser vista nas tensões de linha do motor, como apresentado nas figuras 8.4b e 8.5, a tensão positiva de +18 V do motor é invertida dependendo do sinal de comando. Nota-se na figura 8.4b a sequência dos eventos da ativação do *MOSFET* de baixa da fase, ligando-a ao GND e posteriormente a inativação desta.

O circuito de condicionamento de sinais foi validado parcialmente pelos resultados obtidos por meio da simulação feita em *Simulink*. Houve a tentativa de validação do circuito na etapa de simulação eletrônica com dois modelos de motores presentes no *Proteus*, ambos os motores apresentaram respostas divergentes quando simulados mais de uma vez com resultados distantes do esperado. No modelo simplificado não havia como configurar o valor da constante de BEMF. O sinal obtido na fase inativa não apresentava variações com a velocidade e acompanhava os pulsos de PWM de tensão positiva na fase comutada, ou seja a BEMF era constante na média. A figura 8.6 apresenta uma comparação entre as diferenças de tensões de linha obtidas por cálculo utilizando os dados de V_a , V_b e V_c e obtidas na saída do circuito de condicionamento de sinais, ambas simuladas com o motor simplificado. Nota-se em 8.6b que os trechos nos quais espera-se variação da BEMF possuem uma média aproximadamente constante, ilustrando o não funcionamento adequado do modelo de motor simplificado encontrado no *software*. Outro modelo de motor foi testado, este segundo possuía maior número de parâmetros ajustáveis que o primeiro, porém, a simulação com o segundo modelo não convergia e apresentava padrões de oscilações não esperados para o circuito desenvolvido. Além de um comportamento anômalo na fase inativa, comportando-se como uma segunda fase conectada à referência.

O controlador foi validado por meio da simulação do sistema em *Python*, apresentando baixo tempo de subida e de estabilização e um pequeno sobressinal na resposta da planta controlada. A figura 8.7 mostra que há baixa diferença entre a planta controlada com o controlador contínuo e discreto, devido à alta frequência de amostragem utilizada pelo conversor analógico digital.

Quanto ao controle de malha fechada, pode-se dizer que, a princípio, o controle está funcionando adequadamente para o teste realizado em 8.1.

O controlador adequadamente fez uma redução da velocidade de comutação, como pode ser observado pelo maior espaçamento entre as ocorrências de PWM nas diferentes fases.

Além disso, pode-se observar que o aumento de velocidade de 0 para 250RPM, que ocorre em menos de 4 segundos, como mostra a figura 8.8, é muito mais rápido que o aumento de 250RPM para 300RPM, algo esperado para a situação.

Todavia, não se pode afirmar com certeza de que o controle está sendo executado corretamente devido a falta de testes mais aprofundados.

Conclusão

Dado à sequência teórica em que foi realizado um levantamento bibliográfico em relação ao funcionamento e às necessidades para realização do controle de velocidade de um motor *brushless* de corrente contínua, foi possível delinear uma arquitetura de sistema para satisfazer os requisitos de controle e verificá-la em ambiente de simulação computacional. Com isso foi possível apresentar resultados para avaliação dos componentes projetados e inferir seu comportamento. A avaliação foi realizada para o funcionamento conjunto do inversor trifásico, circuito de condicionamento de sinais, controlador PID, lógica de comutação implementada no microcontrolador e fonte simétrica.

A lógica de comutação do microcontrolador implementada apresentou o comportamento esperado. Sendo obtidos os sinais de comutação em seis etapas, necessários para o correto acionamento das fases do motor *brushless*.

O inversor trifásico projetado acionou as fases fornecendo a tensão necessária ao motor de acordo com os sinais de comando do controlador. Pôde ser observado nas tensões de linha a inversão da tensão fornecida e nas tensões de fase a ativação das chaves do inversor e o correto acionamento de cada fase.

O circuito de condicionamento de sinais pôde ser validade parcialmente por meio da simulação realizada no *Simulink*, mostrando a validade de sua lógica para a identificação de ZCP.

O controlador foi validado em termos de sua resposta a degrau, demonstrando baixo sobressinal e uma rápida ação de controle no sistema.

Em termos gerais os sistemas individualmente satisfizeram seus requisitos, porém devido à problemas com o *software* Proteus e seu ambiente de simulação, não foi possível validar o controle *sensorless* em malha fechada.

O desenvolvimento na pesquisa de DAVs se faz necessário pelas condições de envelhecimento da população e pelo número de pessoas no sistema de saúde que teriam sua qualidade de vida melhorada com o acesso facilitado a esses dispositivos. O presente tra-

balho buscou desenvolver uma solução para o controle de velocidade de DAV de código e hardware aberto com baixo custo de fabricação. Assim, foi realizada uma contribuição com a disseminação e acessibilidade desses dispositivos.

10.1 Trabalhos Futuros

Conforme apresentado anteriormente, a validação dos subsistemas interligados foi prejudicada por problemas na convergência da simulação utilizando os modelos de motores presentes no Proteus. Para a validação do sistema de forma completa, sugere-se o uso de outros simuladores eletrônicos para simulação do sistema.

A prototipagem dos sistemas projetados e seu teste em bancada também são sugeridos, uma vez que, permitem a validação do sistema e testes com os protótipos de dispositivos de auxílio ventricular.

Para uma maior robustez do sistema de controle sugere-se a implementação de um controle de corrente e torque de baixo nível.

Como o DAV atuado pelo motor BLDC é um DAV de fluxo contínuo e possui diversos problemas associados a esse regime de escoamento, é sugerido o a pesquisa e o desenvolvimento de modulação do fluxo sanguíneo, de forma a emular o comportamento de uma bomba pulsátil, através da modulação da velocidade e torque em torno de um valor de equilíbrio. Dessa forma, pode ser investigada a possibilidade de um DAV de fluxo contínuo emular o fluxo pulsátil e mitigar os danos associados ao regime de escoamento contínuo.

Também é sugerida a integração do controle supervisório de um dispositivo de auxílio ventricular com o controle de velocidade de baixo nível. Juntamente com ensaios utilizando DAVs emulando condição de bombeamento de sangue, de forma a identificar a variação da resposta do controle com a adição da dinâmica do fluido e corrigí-la. Além disso, aconselha-se a análise de hemólise na bomba devido às variações de torque e velocidade. Por fim, uma análise mais aprofundada do controle em malha fechada também é aconselhada.

Referências

- A. Merello, A. Rugginenti e M. Grasso (nov. de 2016). *Application Note: Using Monolithic High Voltage Gate Drivers*.
- Aslam, Saima (2018). “Ventricular Assist Device Infections”. Em: *Cardiology Clinics* 36 (4). ISSN: 15582264. DOI: [10.1016/j.ccl.2018.06.005](https://doi.org/10.1016/j.ccl.2018.06.005).
- Chusri, Yanee, Paweena Diloksumpan e Phornphop Naiyanetr (2013). “Current left ventricular assist device”. Em: *The 6th 2013 Biomedical Engineering International Conference*, pp. 1–4. DOI: [10.1109/BMEiCon.2013.6687730](https://doi.org/10.1109/BMEiCon.2013.6687730).
- Damodharan, P. e Krishna Vasudevan (2010). “Sensorless Brushless DC Motor Drive Based on the Zero-Crossing Detection of Back Electromotive Force (EMF) From the Line Voltage Difference”. Em: *IEEE Transactions on Energy Conversion* 25.3, pp. 661–668. DOI: [10.1109/TEC.2010.2041781](https://doi.org/10.1109/TEC.2010.2041781).
- Diallo, Mamadou (2018). *Application Report: Bootstrap Circuitry Selection for Half-Bridge Configurations*.
- FAN, Hui min et al. (2009). “Design of implantable axial-flow blood pump and numerical studies on its performance”. Em: *Journal of Hydrodynamics* 21 (4). ISSN: 10016058. DOI: [10.1016/S1001-6058\(08\)60170-5](https://doi.org/10.1016/S1001-6058(08)60170-5).
- Gamazo-Real, José Carlos, Ernesto Vázquez-Sánchez e Jaime Gómez-Gil (2010). *Position and speed control of brushless dc motors using sensorless techniques and application trends*. DOI: [10.3390/s100706901](https://doi.org/10.3390/s100706901).
- Gan, Ming Gang et al. (2018). “An adaptive sliding mode observer over wide speed range for sensorless control of a brushless DC motor”. Em: *Control Engineering Practice* 77. ISSN: 09670661. DOI: [10.1016/j.conengprac.2018.05.004](https://doi.org/10.1016/j.conengprac.2018.05.004).
- Gregoric, Igor D. e Francisco A. Arabia (2019). *Current types of devices for durable mechanical circulatory support*. DOI: [10.1016/B978-0-323-56699-5.00010-3](https://doi.org/10.1016/B978-0-323-56699-5.00010-3).
- Groenewegen, Amy et al. (2020). “Epidemiology of heart failure”. Em: *European Journal of Heart Failure* 22 (8). ISSN: 18790844. DOI: [10.1002/ejhf.1858](https://doi.org/10.1002/ejhf.1858).

- Hanff, Thomas C. e Edo Y. Birati (2019). "Left Ventricular Assist Device as Destination Therapy: a State of the Science and Art of Long-Term Mechanical Circulatory Support". Em: *Current Heart Failure Reports* 16 (5). ISSN: 15469549. DOI: [10.1007/s11897-019-00438-x](https://doi.org/10.1007/s11897-019-00438-x).
- Hosseiniipour, Milad et al. (2017). "Rotary mechanical circulatory support systems". Em: *Journal of Rehabilitation and Assistive Technologies Engineering* 4. ISSN: 2055-6683. DOI: [10.1177/2055668317725994](https://doi.org/10.1177/2055668317725994).
- Iizuka, Kenichi et al. (1985). "Microcomputer Control for Sensorless Brushless Motor". Em: *IEEE Transactions on Industry Applications* IA-21 (3). ISSN: 19399367. DOI: [10.1109/TIA.1985.349715](https://doi.org/10.1109/TIA.1985.349715).
- Instruments, Texas (out. de 1983). *Datasheet: RC4559 DUAL HIGH-PERFORMANCE OPERATIONAL AMPLIFIER*.
- Kim, Sang-Hoon (2017). *10. Brushless direct current motors*. Elsevier, pp. 389–416. DOI: [10.1016/B978-0-12-812138-2.00010-6](https://doi.org/10.1016/B978-0-12-812138-2.00010-6).
- Kim, T., H. W. Lee e M. Ehsani (2007). "Position sensorless brushless DC motor/generator drives: Review and future trends". Em: *IET Electric Power Applications* 1 (4). ISSN: 17518660. DOI: [10.1049/iet-epa:20060358](https://doi.org/10.1049/iet-epa:20060358).
- Kiruthika, A., A. Albert Rajan e P. Rajalakshmi (2013). "Mathematical modelling and speed control of a sensored brushless DC motor using intelligent controller". Em: pp. 211–216. DOI: [10.1109/ICE-CCN.2013.6528495](https://doi.org/10.1109/ICE-CCN.2013.6528495).
- Leão, Tarcísio F. et al. (2012). "Modeling study of an implantable centrifugal blood pump actuator with redundant sensorless control". Em: DOI: [10.1109/SSST.2012.6195148](https://doi.org/10.1109/SSST.2012.6195148).
- Li, T. e J. Zhou (2019). "High-Stability Position-Sensorless Control Method for Brushless DC Motors at Low Speed". Em: *IEEE Transactions on Power Electronics* 34 (5), pp. 4895–4903. DOI: [10.1109/TPEL.2018.2863735](https://doi.org/10.1109/TPEL.2018.2863735).
- Lin, Cheng Tsung, Chung Wen Hung e Chih Wen Liu (2006). "Sensorless control for four-switch three-phase brushless DC motor drives". Em: vol. 4. DOI: [10.1109/IAS.2006.256817](https://doi.org/10.1109/IAS.2006.256817).
- (jan. de 2008). "Position sensorless control for four-switch three-phase brushless DC motor drives". Em: *IEEE Transactions on Power Electronics* 23 (1), pp. 438–444. ISSN: 08858993. DOI: [10.1109/TPEL.2007.911782](https://doi.org/10.1109/TPEL.2007.911782).
- Liu, Gang et al. (2016). "Sensorless Control for High-Speed Brushless DC Motor Based on the Line-to-Line Back EMF". Em: *IEEE Transactions on Power Electronics* 31 (7). ISSN: 08858993. DOI: [10.1109/TPEL.2014.2328655](https://doi.org/10.1109/TPEL.2014.2328655).
- Long, B. et al. (2019). "Left ventricular assist devices and their complications: A review for emergency clinicians". Em: *American Journal of Emergency Medicine* 37 (8), pp. 1562–1570. DOI: [10.1016/j.ajem.2019.04.050](https://doi.org/10.1016/j.ajem.2019.04.050).

- Lopes, Júnior e Guilherme Barbosa (2016). “Metodologia para análise computacional de escoamento sanguíneo em dispositivos de assistência ventricular”. Em: *Tese de Doutorado em Térmica e Fluidos*. DOI: [10.11606/T.18.2016.tde-21072016-092253](https://doi.org/10.11606/T.18.2016.tde-21072016-092253).
- Mani, T. et al. (2021). “Axial ventricular assist devices: A review focused on magnetic levitation, speed control and packaging”. Em: vol. 47, pp. 5379–5385. DOI: [10.1016/j.matpr.2021.06.090](https://doi.org/10.1016/j.matpr.2021.06.090).
- Ogasawara, Satoshi e Hirofumi Akagi (1991). “An Approach to Position Sensorless Drive for Brushless dc Motors”. Em: *IEEE Transactions on Industry Applications* 27 (5). ISSN: 19399367. DOI: [10.1109/28.90349](https://doi.org/10.1109/28.90349).
- Pohlmann, Andre e Kay Hameyer (2012). “Simulation based efficiency prediction of a Brushless DC drive applied in ventricular assist devices”. Em: DOI: [10.1109/EMBC.2012.6347263](https://doi.org/10.1109/EMBC.2012.6347263).
- Rectifier, International (fev. de 2004). *Datasheet: IR2101(S)/IR2102(S) (PbF): HIGH AND LOW SIDE DRIVER*. Rev. o.
- Semiconductor, Freescale (2005). *3-Phase BLDC Motor Control with Sensorless Back EMF Zero Crossing Detection Using 56F80x*.
- Shakaki, Mosab Al et al. (2019). “Current management and perspectives in the treatment of ventricular assist device-specific infections”. Em: *Journal of Thoracic Disease* 11 (5). ISSN: 20776624. DOI: [10.21037/jtd.2019.05.23](https://doi.org/10.21037/jtd.2019.05.23).
- Song, X., B. Han e K. Wang (2019). “Sensorless drive of high-speed bldc motors based on virtual third-harmonic back emf and high-precision compensation”. Em: *IEEE Transactions on Power Electronics* 34 (9), pp. 8787–8796. DOI: [10.1109/TPEL.2018.2885031](https://doi.org/10.1109/TPEL.2018.2885031).
- Walker, Andrew M.N. et al. (2018). “Prevalence and predictors of sepsis death in patients with chronic heart failure and reduced left ventricular ejection fraction”. Em: *Journal of the American Heart Association* 7 (20). ISSN: 20479980. DOI: [10.1161/JAHA.118.009684](https://doi.org/10.1161/JAHA.118.009684).
- Zhou, Cheng, Changying Xie e Maosong Zhang (2015). “Speed-sensorless control for induction motor based on back-EMF integration”. Em: DOI: [10.1109/ICIEA.2015.7334323](https://doi.org/10.1109/ICIEA.2015.7334323).
- Zhou, X. et al. (2018). “High Performance Nonsalient Sensorless BLDC Motor Control Strategy from Standstill to High Speed”. Em: *IEEE Transactions on Industrial Informatics* 14 (10), pp. 4365–4375. DOI: [10.1109/TII.2018.2794461](https://doi.org/10.1109/TII.2018.2794461).

Apêndices

Apêndice I - Desenvolvimento das expressões da *back-EMF* a partir das tensões de linha

A obtenção das expressões da *back-EMF* foi realizada baseando-se no artigo de Damodharan e Vasudevan [2010](#). A expressão da tensão de fase para uma fase qualquer $x = A, B, C$ de um motor *brushless* trifásico de corrente contínua, com circuito equivalente representado na Figura A.1 pode ser escrita como:

$$V_{xn} = R_x i_x + L_x \frac{di_x}{dt} + e_{xn}$$

Sendo V_{xn} a tensão de fase x , R_x a resistência da fase x , L_x a indutância da fase x , i_x a corrente da fase x e e_{xn} a BEMF da fase x .

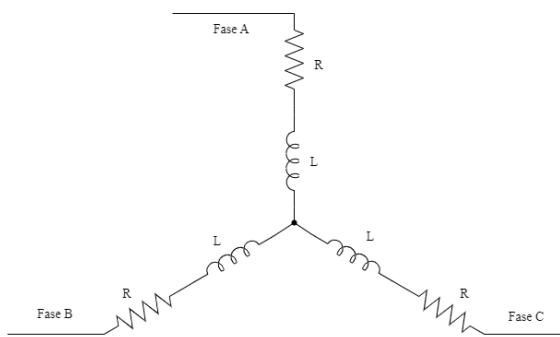


Figura A.1: Circuito elétrico equivalente de um motor trifásico.

Considerando as resistências e indutâncias de cada fase como iguais, podemos obter as seguintes expressões para tensão de linha:

$$V_{ab} = R(i_a - i_b) + L \frac{d}{dt}(i_a - i_b) + e_{an} - e_{bn}$$

$$V_{bc} = R(i_b - i_c) + L \frac{d}{dt}(i_b - i_c) + e_{bn} - e_{cn}$$

$$V_{ca} = R(i_c - i_a) + L \frac{d}{dt}(i_c - i_a) + e_{cn} - e_{an}$$

Fazendo a diferença das tensões de linha, temos:

$$V_{caab} = R(i_c - 2i_a + i_b) + L \frac{d}{dt}(i_c - 2i_a + i_b) + e_{cn} - 2e_{an} + e_{bn}$$

$$V_{abbc} = R(i_a - 2i_b + i_c) + L \frac{d}{dt}(i_a - 2i_b + i_c) + e_{an} - 2e_{bn} + e_{cn}$$

$$V_{bcc} = R(i_b - 2i_c + i_a) + L \frac{d}{dt}(i_b - 2i_c + i_a) + e_{bn} - 2e_{cn} + e_{an}$$

Para a comutação do motor trifásico é necessário energizar a chave uma fase que é conectada no V_{DD} e a chave de outra fase que estará conectada na referência, a fase restante permanece com suas chaves desenergizadas. Portanto, durante a comutação temos energizando as fases C e B, $i_c = -i_b$ e $e_{cn} = -e_{bn}$ e $i_a = 0$. Substituindo na equação de V_{caab} :

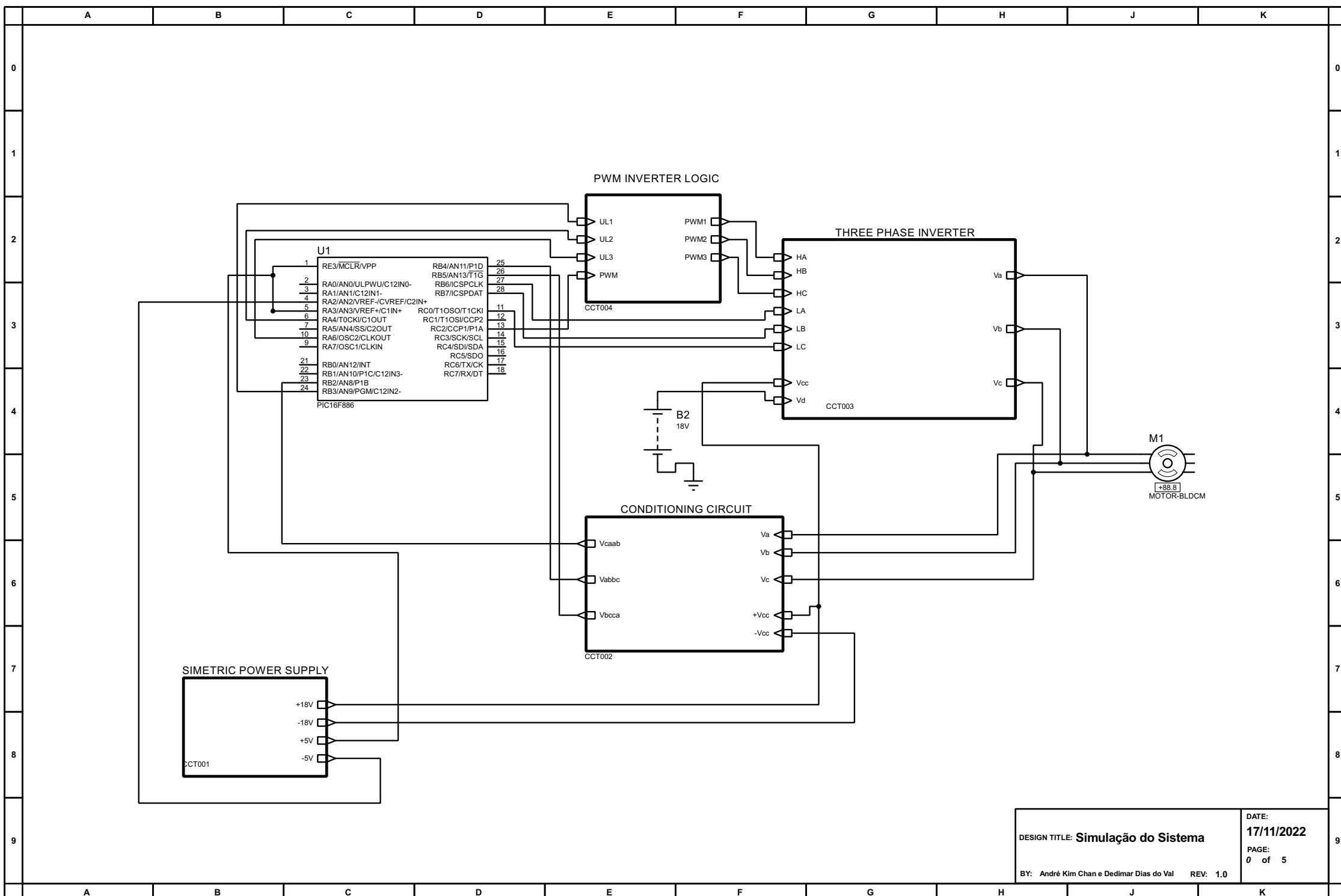
$$V_{caab} = -2e_{an}$$

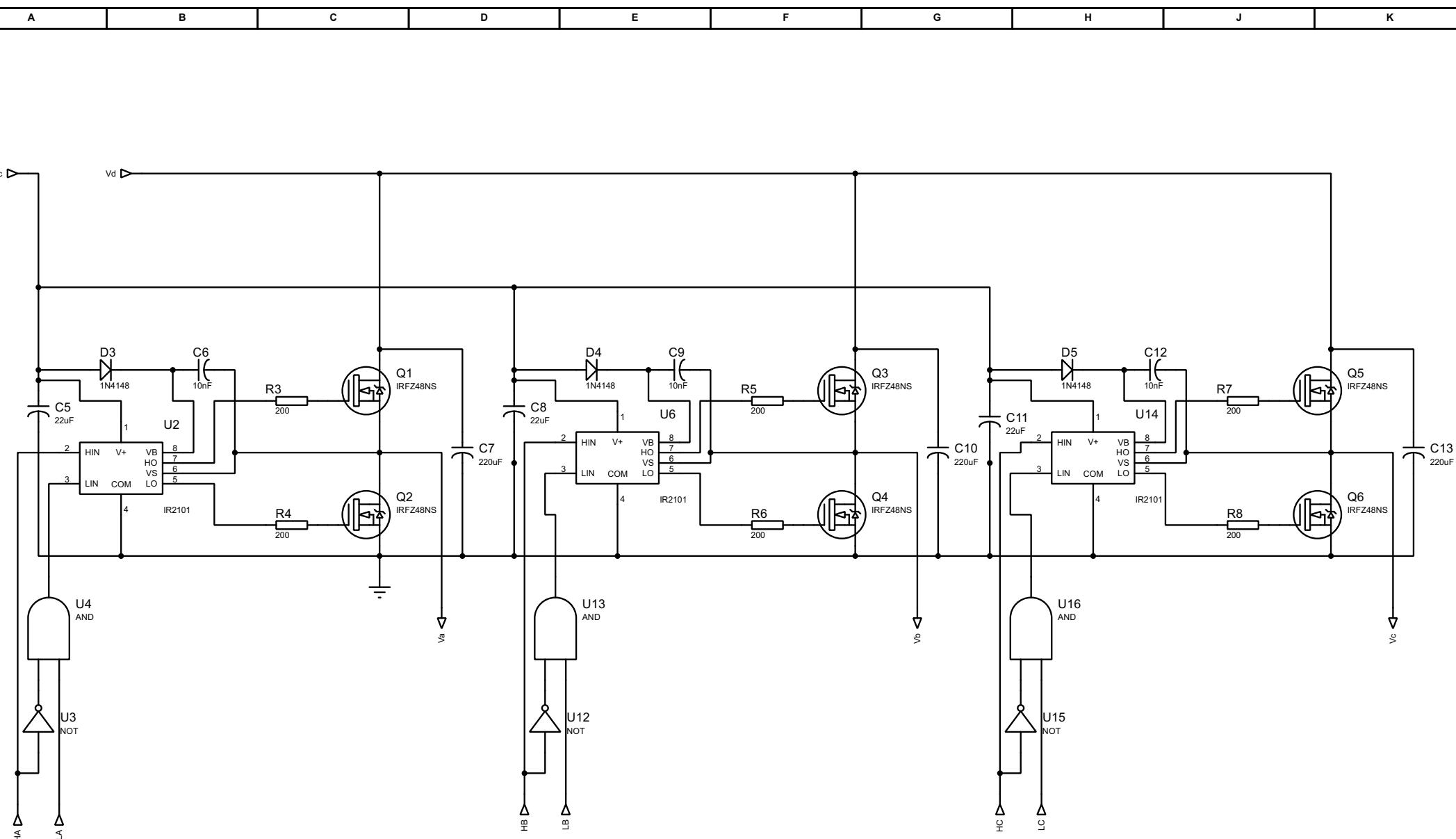
Analogamente, podemos obter para as outras fases:

$$V_{abbc} = -2e_{bn}$$

$$V_{bcc} = -2e_{cn}$$

Apêndice IV - Esquemáticos





DESIGN TITLE: Inversor Trifásico

DATE:
17/11/2022
PAGE:
1 of 5

BY: André Kim Chan e Dedimar Dias do Val REV: 1.0

A	B	C	D	E	F	G	H	J	K
---	---	---	---	---	---	---	---	---	---

