



UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA

FACULDADE DE TECNOLOGIA  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA MECÂNICA

**DESENVOLVIMENTO DE UM SISTEMA DE  
ACIONAMENTO E MONITORAMENTO PARA  
MOTOR ELÉTRICO EM SISTEMA HÍBRIDO**

ALEX DO NASCIMENTO RIBEIRO

Dissertação de mestrado em Sistemas Mecatrônicos  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA MECÂNICA

Orientador  
Rudi Henri van Els

Brasília  
2020



UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA

FACULDADE DE TECNOLOGIA  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA MECÂNICA

**DESENVOLVIMENTO DE UM SISTEMA DE  
ACIONAMENTO E MONITORAMENTO PARA  
MOTOR ELÉTRICO EM SISTEMA HÍBRIDO**

ALEX DO NASCIMENTO RIBEIRO

Dissertação de mestrado em Sistemas Mecatrônicos

Rudi Henri van Els (Orientador)

FGA-UnB

Dr. Daniel Maurício Muñoz Arboleda    Dr. Alex Reis

FGA-UnB

FGA-UnB

Programa de Pós-graduação em Sistemas mecatrônicos

Brasília, 19 de fevereiro de 2020

# Dedicatória

Este trabalho é dedicado à minha mãe pelo amor e o apoio de uma vida inteira.

# Agradecimentos

Agradeço ao engenheiro Pedro Meneguim pelo apoio na construção do inversor e por compartilhar um pouco de sua sabedoria.

Agradeço ao pessoal do antigo galpão por toda a ajuda com as tarefas mecânicas, dentre eles o professor Rhander Vianna que se engajou na criação de uma placa de circuito por fresagem.

Agradeço aos servidores e colegas pelo auxílio durante essa jornada do mestrado.

Agradeço ao meu orientador, Rudi Van Els, pela mentoria.

Por fim, agradeço a Capes pelo financiamento que foi tão vital a este trabalho.

# Resumo

Os sistemas híbridos têm sido amplamente estudados por causa da necessidade mundial de se criar veículos mais eficientes e menos poluentes. No campus Gama da UnB há uma bancada feita para estudos de sistemas de propulsão híbrida. Ela foi construída a partir de um motor de combustão interna de dois cilindros e 800 CC. Este motor que foi acoplado a um motor elétrico sem escovas de fluxo axial. No atual estágio de desenvolvimento da bancada há a necessidade de se criar um sistema de acionamento do motor elétrico, processo que passa pela identificação do motor. Esse trabalho trata da descrição, identificação e da criação de um sistema de acionamento para esse motor elétrico.

Um inversor trifásico e um driver de transistores foram construídos para acionar o motor e também foi necessária a aplicação de um conjunto de sensores que auxiliam a operação da máquina. Um microprocessador, o ATmega328p, foi aplicado para operar o motor coordenando toda a relação entre sinais de entrada e saída. Foi realizada uma análise do circuito magnético do motor para identificar o fluxo magnético que atravessa os gaps da máquina e para encontrar possíveis estruturas de fuga de fluxo no desenho. Essa análise magnética também permitiu a realização de uma simulação que considera conceitos eletromagnéticos e dinâmicos. A simulação foi importante para prever alguns resultados e verificar a validade da sequência de acionamento do motor.

No final foi obtido um sistema funcional que foi capaz de dar partida à bancada com baterias de 12 V típicas de carros. O uso de sensores de corrente e de velocidade permitiram uma análise da performance do motor na bancada. Como resultado o motor na bancada apresentou um torque de partida da aproximadamente de 56 Nm e uma velocidade de regime da ordem 600 rpm.

**Palavras-chave:** Sistema híbrido, motor de fluxo axial, motor BLDC , inversor

# Abstract

Hybrid systems have been widely studied because of the world's need for creating more efficient and less polluting vehicles. On the UnB Gama campus there are a workbench made for hybrid propulsion systems studies. This experimental set was built from a two-stroke internal combustion motor. This motor was conjoined to an axial flux DC brushless motor. At the actual development stage there is a need to create a drive system for the electric motor and this process passes through the identification of the motor for a proper design. This work shows an description, identification and design of a driver system for the electric motor in the workbench.

A three-phase inverter and a gate driver were built to operate the motor. It was also necessary to design a set of sensors for a proper system operation. The microprocessor ATmega328p was used for motor control and sensor integration. A magnetic circuit analysis was done for measure the magnetic flux in the machine gap and to show the leakage flux in the motor design. This magnetic analysis also allowed a simulation to be carried out that takes into account electromagnetic and dynamic concepts and was important to predict some results and verify the validity of the motor activation sequence.

In the end a functional system was obtained that was able to start the bench with 12V batteries typical of cars. the use of current and speed sensors allowed an analysis of the engine's performance on the bench. As a result, the engine on the bench had a starting torque of approximately 56Nm and a speed of 600 rpm.

**Keywords:** hybrid system, axial flux motor, BLDC motor, inverter

# Sumário

|          |   |           |
|----------|---|-----------|
| <b>1</b> | <b>Introdução</b>   | <b>1</b>  |
| 1.0.1    | O tema . . . . .  | 1         |
| 1.0.2    | O problema abordado . . . . .                                   | 2         |
| 1.0.3    | Organização do texto . . . . .                                  | 4         |
| <b>2</b> | <b>Revisão Bibliográfica</b>                                    | <b>5</b>  |
| 2.1      | Sistemas Híbridos . . . . .                                     | 5         |
| 2.2      | Motores elétricos . . . . .                                     | 7         |
| 2.2.1    | Motor C.C. sem escovas . . . . .                                | 8         |
| 2.2.2    | Torque e tensão induzidos do motor BLDC . . . . .               | 9         |
| 2.2.3    | Comutação de bobinas e ligações em delta ou estrela . . . . .   | 13        |
| 2.2.4    | Não idealidades do motor BLDC . . . . .                         | 13        |
| 2.2.5    | Circuitos equivalentes e potência do motor BLDC . . . . .       | 15        |
| 2.2.6    | Motores de fluxo Axial . . . . .                                | 18        |
| 2.2.7    | Torque e tensão induzidos para o motor de fluxo axial . . . . . | 20        |
| 2.2.8    | Estado da arte das pesquisas . . . . .                          | 24        |
| 2.3      | Inversores . . . . .  | 26        |
| 2.3.1    | Topologias de inversores . . . . .                              | 29        |
| 2.3.2    | Modulação PWM . . . . .   | 29        |
| 2.3.3    | Transistores . . . . .  | 31        |
| 2.3.4    | Propriedades elétricas do MOSFET . . . . .                      | 32        |
| 2.3.5    | MOSFET como interruptor . . . . .                               | 34        |
| 2.3.6    | Gate driver . . . . .   | 36        |
| 2.4      | Sensores . . . . .  | 39        |
| 2.4.1    | Sensor Hall . . . . .   | 39        |
| <b>3</b> | <b>Materiais e desenvolvimento do sistema de controle</b>       | <b>43</b> |
| 3.1      | Desenvolvimento da bancada de tração híbrida . . . . .          | 43        |
| 3.1.1    | Método de desenvolvimento . . . . .                             | 43        |

|   |           |
|---|-----------|
| 3.2 Motores da bancada . . . . .                        | 45        |
| 3.2.1 Motor de combustão . . . . .                      | 45        |
| 3.2.2 Motor de fluxo axial . . . . .                    | 45        |
| 3.2.3 Conexões do motor e sentido de corrente . . . . . | 48        |
| 3.2.4 Circuito magnético aproximado . . . . .           | 53        |
| 3.3 O Sistema de acionamento . . . . .                  | 58        |
| 3.4 Desenvolvimento do inversor . . . . .               | 59        |
| 3.5 Desenvolvimento do driver . . . . .                 | 60        |
| 3.6 Desenvolvimento dos sistemas de medição . . . . .   | 63        |
| 3.6.1 Sensor de campo de rotor . . . . .                | 63        |
| 3.6.2 Sensor de corrente . . . . .                      | 65        |
| 3.7 Operação do motor . . . . .                         | 67        |
| 3.7.1 Comutação das bobinas . . . . .                   | 67        |
| 3.7.2 Algoritmo de operação . . . . .                   | 68        |
| 3.8 Desenvolvimento da simulação . . . . .              | 70        |
| <b>4 Resultados</b>                                     | <b>75</b> |
| 4.1 Simulações . . . . .                                | 75        |
| 4.1.1 Resolução do circuito magnético . . . . .         | 75        |
| 4.1.2 Simulação dinâmica do motor . . . . .             | 76        |
| 4.2 Desempenho do sistema de controle . . . . .         | 77        |
| 4.2.1 Correções na placa . . . . .                      | 77        |
| 4.2.2 Operação com e sem fontes externas . . . . .      | 78        |
| 4.2.3 Sinais da placa no tempo . . . . .                | 80        |
| 4.3 Calibração dos sensores . . . . .                   | 81        |
| 4.4 Desempenho do motor . . . . .                       | 83        |
| <b>5 Conclusões</b>                                     | <b>88</b> |
| <b>Referências</b>                                      | <b>90</b> |
| <b>Apêndice</b>   | <b>90</b> |
| <b>A Referências</b>                                    | <b>91</b> |
| <b>Anexo</b>  | <b>94</b> |
| <b>I Repositório de códigos</b>                         | <b>95</b> |

# Lista de Figuras

|      |   |    |
|------|---|----|
| 2.1  | Configuração híbrida em série, Referência [6] . . . . .   | 6  |
| 2.2  | Configuração híbrida em paralelo, Referência [6] . . . . .  | 6  |
| 2.3  | Configuração híbrida série-paralelo, Referência [6] . . . . .   | 7  |
| 2.4  | Elementos do motor BLDC. . . . .  | 8  |
| 2.5  | Motor BLDC de dois polos e coordenadas de rotação. . . . .  | 9  |
| 2.6  | Variação da densidade de fluxo e um ponto do estator para variações de $\theta_r$ .   | 10 |
| 2.7  | a) Campo B dentro do motor. b) Principais relutâncias. c) Circuito magnético equivalente.. . . . .  | 10 |
| 2.8  | Grandezas elétricas e magnéticas variando com $\theta_r$ . a) Densidade de fluxo. b) Fluxo magnético. c) Tensão induzida. d) Corrente de Armadura . . . . . | 12 |
| 2.9  | a) Tensões induzidas em cada fase. b) Correntes de motorização em conexão estrela. c) Correntes de motorização em conexão delta. . . . .                    | 14 |
| 2.10 | a) Motor BLDC com rotor realista. b) Novo circuito magnético equivalente. . . . .   | 15 |
| 2.11 | Densidade de fluxo e tensão induzida para rotor de polos fracionários. . . . .  | 15 |
| 2.12 | Circuito equivalente trifásico do motor BLDC. . . . .   | 16 |
| 2.13 | Circuito equivalente DC do motor BLDC. . . . .  | 16 |
| 2.14 | Potência de saída em função da velocidade angular. . . . .  | 18 |
| 2.15 | Curvas de eficiência para o motor BLDC. Referência [15](adaptado) . . . . .   | 19 |
| 2.16 | a) Motor BLDC radial. b) Motor bldc axial.. . . . .   | 19 |
| 2.17 | Diferentes organizações de estator e rotor para motores de fluxo axial. Referência [18] . . . . .   | 20 |
| 2.18 | Motor de fluxo axial de 4 polos. . . . .  | 21 |
| 2.19 | a) Condutor em rotação em região com campo magnético. b) Tensões infinitesimais induzidas no condutor. . . . .  | 22 |
| 2.20 | Matriz de condutores. . . . .   | 22 |
| 2.21 | Circuitos equivalentes. a) Estrela. b) Delta. . . . .   | 24 |
| 2.22 | Motor de fluxo axial da referência [34] . . . . .   | 26 |
| 2.23 | Motor AXF275 da Magnax. Referência [2] . . . . .  | 26 |
| 2.24 | Inversor monofásico básico. . . . .   | 27 |

|      |  |    |
|------|--|----|
| 2.25 | Circuito de proteção lógica. . . . .   | 27 |
| 2.26 | Inversor de onda completa. . . . .   | 28 |
| 2.27 | Relação de sinais de entrada e saída em uma ponte H. . . . .   | 28 |
| 2.28 | Inversor monofásico de 3 níveis. Retirado da referência [46] . . . . .   | 29 |
| 2.29 | Comparadores adicionados ao inversor . . . . .   | 30 |
| 2.30 | Sinal e onda moduladora. . . . .   | 30 |
| 2.31 | Sinais resultantes do processo de comparação da onda de interesse com a<br>moduladora . . . . .  | 31 |
| 2.32 | Sinal modulado na saída do inversor. . . . .   | 31 |
| 2.33 | a) Transistor NMOS. b) Transistor NPN. . . . .   | 32 |
| 2.34 | Camadas de semicondutores dos transistores CMOS. a) NMOS. b) PMOS. . . . .   | 33 |
| 2.35 | Circuito para desenvolvimento da corrente de drain. . . . .  | 33 |
| 2.36 | Curvas de $I_d$ por $V_{ds}$ com diferentes $V_{gs}$ . . . . .   | 34 |
| 2.37 | Transistores na configuração de poço de corrente. . . . .  | 35 |
| 2.38 | a) Par inversor NMOS e PMOS. b) Par inversor NMOS e NMOS. c) Transistor<br>NMOS como seguidor de fonte. . . . .                          | 35 |
| 2.39 | Variação de $V_{ds}$ para incrementos da tensão de gate na configuração da<br>Figura 2.38-c . . . . .                                    | 36 |
| 2.40 | Diagrama de blocos do gate driver. . . . .   | 36 |
| 2.41 | Gate driver dos transistores do lado de baixa tensão. . . . .  | 37 |
| 2.42 | Gate driver dos transistores do lado de tensão alta. . . . .   | 38 |
| 2.43 | Sinais de tensão do gate driver ao longo do tempo. . . . .   | 39 |
| 2.44 | Placa condutora imersa em campo magnético. . . . .   | 40 |
| 2.45 | Elementos contidos em um sensor Hall. . . . .  | 41 |
| 2.46 | Circuito com o sensor Hall. . . . .  | 41 |
| 2.47 | a) Relação entre estado e campo incidente para o sensor Hall unipolar. b)<br>Relação para o bipolar. Referência [22](adaptado) . . . . . | 42 |
| 3.1  | Diagrama de blocos da bancada híbrida. . . . .   | 44 |
| 3.2  | Algoritmo do trabalho. . . . .   | 44 |
| 3.3  | Foto da bancada. . . . .   | 46 |
| 3.4  | Motor Enerton. . . . .   | 46 |
| 3.5  | estrutura básica do motor elétrico. . . . .  | 47 |
| 3.6  | a) Componentes do estator e rotor separados. b) visão lateral com compo-<br>nentes separados. . . . .                                    | 47 |
| 3.7  | visão lateral do motor. . . . .  | 47 |
| 3.8  | Dimensões do rotor . . . . .   | 48 |
| 3.9  | Anel estator com ranhuras e bobinas A e B . . . . .  | 49 |

|      |   |    |
|------|---|----|
| 3.10 | Foto da borneira . . . . .  | 49 |
| 3.11 | Esquemático ilustrado da borneira . . . . .   | 50 |
| 3.12 | Representação em circuito dos enrolamentos . . . . .  | 50 |
| 3.13 | Segmento lateral planificado do motor com slots e condutores . . . . .  | 50 |
| 3.14 | Segmento lateral com forças magnéticas para correntes que entram no plano .   | 51 |
| 3.15 | Associações das bobinas de mesma fase . . . . .   | 52 |
| 3.16 | Bobinas de fase em delta e estrela. . . . .   | 52 |
| 3.17 | Enrolamentos em associações estrela e delta. . . . .  | 53 |
| 3.18 | Condutores da borneira para a associação delta paralelo. . . . .  | 53 |
| 3.19 | Condutores da borneira para a associação estrela paralelo. . . . .  | 54 |
| 3.20 | Curva BH do material N52-SH para várias temperaturas. Gráfico da Arnold<br>Magnetic Technologies, referência [50] . . . . . | 55 |
| 3.21 | Circuito magnético do fluxo radial. . . . .   | 56 |
| 3.22 | Circuito magnético do fluxo lateral. . . . .  | 56 |
| 3.23 | a) Corte de um vinte avos do motor. b) Principais áreas do fluxo magnético.   | 57 |
| 3.24 | Malha básica do circuito magnético do motor. . . . .  | 58 |
| 3.25 | Foto do inversor trifásico. . . . .   | 59 |
| 3.26 | Circuito do inversor. . . . .   | 60 |
| 3.27 | Circuito do driver. . . . .   | 61 |
| 3.28 | Circuito dos reguladores de tensão. . . . .   | 63 |
| 3.29 | Anel de ímãs. . . . .   | 63 |
| 3.30 | Lugar de alocação do anel de ímãs e dos sensores Hall. . . . .  | 64 |
| 3.31 | Marcas com a posição de ímãs do rotor. . . . .  | 64 |
| 3.32 | Representação dos ímãs de medição em posições coerentes com os polos do<br>rotor. . . . .                                   | 65 |
| 3.33 | Circuito equivalente do LEM-100P. . . . .   | 66 |
| 3.34 | Estágios de condicionamento de sinal. . . . .   | 66 |
| 3.35 | Posições críticas de comutação. . . . .   | 68 |
| 3.36 | Posições críticas e bobinas acionadas para cada transição. . . . .  | 69 |
| 3.37 | Máquina de estado de operação. . . . .  | 69 |
| 3.38 | Algoritmo de operação do motor. . . . .   | 70 |
| 3.39 | a) Ângulos e elementos em uma janela de 36° do estator com rotor. b)<br>Densidade de fluxo normalizada . . . . .            | 72 |
| 3.40 | Áreas de integração de fluxo. . . . .   | 73 |
| 3.41 | Algoritmo da simulação. . . . .   | 74 |
| 4.1  | Tensão induzida em regime permanente. . . . .   | 76 |
| 4.2  | Correntes de fase em regime permanente. . . . .   | 77 |

|      |   |    |
|------|---|----|
| 4.3  | Gate driver com adição dos diodos de Zenner. . . . .                    | 78 |
| 4.4  | Corrente de fase com falha em um ciclo. . . . .                         | 79 |
| 4.5  | Corrente de fase com falha unidirecional . . . . .                      | 79 |
| 4.6  | Sinal de medição de frequência de loop. . . . .                         | 80 |
| 4.7  | Sinal de modulação com 80% do regime de trabalho . . . . .              | 81 |
| 4.8  | Pontos amostrados e curva de calibração do sensor de corrente. . . . .  | 82 |
| 4.9  | Pulsos da saída medidora de velocidade. . . . .                         | 82 |
| 4.10 | Pontos amostrados na calibração do sensor de velocidade. . . . .        | 83 |
| 4.11 | Corrente de fase experimental . . . . .                                 | 84 |
| 4.12 | Saída do sensor de velocidade. . . . .                                  | 84 |
| 4.13 | Tensão de uma fase durante operação. . . . .                            | 85 |
| 4.14 | Corrente de fase com aplicação do pwm. . . . .                          | 85 |
| 4.15 | Corrente de partida do motor(acima) e tensão da fonte (abaixo). . . . . | 86 |
| 4.16 | Corrente(acima) e tensão(abaixo) da fonte em regime permanente. . . . . | 86 |

# Lista de Tabelas

|     |  |    |
|-----|--|----|
| 2.1 | Combinações de saídas e entradas da proteção lógica do inversor. . . . .       | 28 |
| 3.1 | Ficha técnica do Enerton. . . . .  | 45 |
| 3.2 | Sequência de pares e trios de bobinas acionadas. . . . .                       | 52 |
| 3.3 | Permeabilidades magnéticas do ar e de aços. Referência [25] . . . . .          | 55 |
| 3.4 | Propriedades do transistor irf3205. . . . .                                    | 60 |
| 3.5 | Grandezas físicas do dimensionamento do capacitor de bootstrap. . . . .        | 62 |
| 3.6 | Resistores e capacitores do estágio de condicionamento do sensor de corrente . | 67 |
| 3.7 | Código do sensor hall para posições críticas. . . . .                          | 68 |
| 4.1 | grandezas magnéticas entre nós . . . . .                                       | 75 |
| 4.2 | Corrente e tensão da fonte e velocidade do motor. . . . .                      | 87 |

# Capítulo 1

## Introdução

### 1.0.1 O tema

Nos últimos anos diversos grupos da sociedade vêm discutindo a necessidade da redução do uso de combustíveis fósseis. Essa fonte de energia tornou-se a principal matriz energética da humanidade depois das revoluções industriais e segue vital para a mesma nos dias atuais. A queima de combustíveis fósseis libera na atmosfera uma série de compostos poluentes que estão envolvidos com agravamento do efeito estufa e outros problemas ambientais.

O transporte é uma das principais atividades humanas e tem grande peso no montante energético anual gasto no planeta e ainda é amplamente dependente do uso de combustíveis fósseis. Fica clara a necessidade de se criar uma frota de veículos que consuma cada vez menos combustível ou que até mesmo não use combustíveis fósseis para a sua tração. A eletrificação de veículos é apontada como uma possível solução para os problemas de consumo de energia e emissão de poluentes. Este processo se divide em duas abordagens: a eletrificação total e a parcial. Ao se desconsiderar veículos de trilhos, como trem e metrô, a eletrificação total cria veículos em que toda a energia cinética vem de algum armazenamento elétrico, como capacitores e baterias. A eletrificação parcial da origem a veículos híbridos que são aqueles que usam propulsão elétrica combinada com algum método de conversão da energia química dos combustíveis. Essa última classe é mais poluidora que a de veículos totalmente elétricos, porém não está envolta de tantos desafios tecnológicos para se tornar prática na realidade do transporte global.

Um dos fatores que limitam a popularidade de veículos elétricos é a baixa densidade de energia das baterias quando comparada a dos combustíveis fósseis. A realidade econômica atual foi fundamentada na capacidade de veículos a combustão poderem deslocar-se por vários quilômetros com um tanque cheio, ao passo que os veículos elétricos apresentam uma autonomia bem menor para armazenadores que ocupam o mesmo espaço. Pouco a

pouco essa realidade vem mudando com as novas gerações de baterias e capacitores que em conjunto evoluem para ampliar a autonomia dos veículos elétricos. Também tem-se questionado a real necessidade de se ter veículos que possam trafegar por mais espaço que a demanda diária média de uma pessoa em um cenário urbano, porém essas mudanças de tecnologia e cultura ainda não viraram o jogo para os carros elétricos. Neste contexto os veículos híbridos se apresentam como uma boa solução de transição por terem uma eficiência energética alta como a de veículos elétricos e por ter toda a reserva de energia que um tanque de combustível pode apresentar.

A integração de um sistema de conversão eletromecânica de energia com um outro sistema de conversão de energia por meio da combustão num veículo híbrido não é trivial. Essa junção requer a aplicação de sistemas eletrônicos e a sua coordenação. Variáveis como a velocidade do carro, carga de baterias e nível do tanque de combustível determinam o fluxo de energia de cada um dos motores. Uma estratégia de controle é necessária para determinar este fluxo.

O motor elétrico é um componente vital nos veículos híbridos, é justamente ele que permite que o conjunto seja mais eficiente. Existe uma gama bem extensa de máquinas elétricas usadas em veículos e dentre elas destacam-se os motores de corrente contínua sem escovas ( do inglês, Brushless D.C. motor, BLDC ). Essas máquinas têm-se tornado populares em aplicações automotivas devido a sua eficiência, densidade de potência e torque. O motor BLDC gera torque por meio de uma comutação específica dos seus enrolamentos e para criá-la, é necessária uma malha de controle que seja capaz de processar sinais relativos ao estado do motor e, com o auxílio de um inversor, energizar as bobinas do motor de modo apropriado. Essa capacidade de controle requer uma complexidade eletrônica que só veio a se tornar economicamente viável nos últimos 30 anos. Dentro das topologias possíveis de motores elétricos, a que vem ganhando terreno é a dos motores de fluxo axial. Eles são máquinas cujo enlace magnético entre motor e estator da origem a um fluxo orientado paralelamente ao eixo de rotação da máquina. Esse tipo de configuração já estava presente nos primeiros motores da história, mas algumas dificuldades mecânicas em sua montagem fizeram eles serem menos populares nas aplicações históricas de motores. Hoje em dia, esta configuração tem-se tornado alvo de pesquisas por ser um tipo de topologia que cria enlaces magnéticos mais eficientes e, ao mesmo tempo, por possuir alta densidade de torque e potência [1],[2].

## 1.0.2 O problema abordado

No campus Gama da Universidade de Brasília, iniciou-se estudos de propulsão híbrida com a adaptação de um Gurgel BR-800, veículo muito popular dos anos 90, para tração elétrica. O motor a combustão interno deste veículo foi adaptado para receber um motor

elétrico, formando assim uma bancada de estudo de propulsão híbrida [3]. Trata-se de um conjunto no qual o motor a combustão do Gurgel BR-800 foi acoplado ao mesmo eixo de um motor elétrico de ímãs permanentes e de fluxo axial. O resultado da junção é um sistema de propulsão paralela em que os dois motores podem introduzir torque no eixo da máquina. O propósito da criação da bancada é a construção de um instrumento que auxilie trabalhos de alunos da UnB na temática de veículos híbridos e que o seu desenvolvimento ajude a criar tecnologias que possam ser aplicadas em trabalhos de temática semelhante. O motor elétrico de ímãs permanentes sem escovas foi resultado do estudo de um trabalho de conclusão de curso que projetou e construiu o protótipo do motor. Há a necessidade de se desenvolver um sistema de acionamento e controle de velocidade do motor elétrico e fazer a integração com o sistema de controle de ignição e injeção de combustível do motor de combustão interna.

Esse trabalho se foca na caracterização elétrica e magnética do motor elétrico e seu acionamento. O objetivo geral da pesquisa é desenvolver e construir um sistema de acionamento para um motor de corrente contínua sem escovas para aplicação em um sistema híbrido.

Objetivos específicos:

- Identificar o modelo do motor, levantar seus parâmetros e simular seu funcionamento.
- Projetar e construir um hardware de acionamento do motor e um sistema de monitoramento de posição, velocidade e corrente do motor.
- Comparar os resultados da simulação do sistema com ensaios experimentais.

Os procedimentos metodológicos para chegar ao objetivo da pesquisa são divididos em quatro passos. O primeiro passo é uma revisão bibliográfica para identificar a classificação de motor e levantar que tipo de instrumentação é necessária para a sua operação. O mesmo tipo de revisão também é necessária para a integração dos sensores no sistema.

O segundo passo é a identificação do motor. Uma análise da distribuição dos condutores e da posição do ímãs permanentes é importante para se saber a sequência de acionamento da máquina. O processo de identificação também é útil para se avaliar a distribuição de fluxo dentro do motor elétrico, sabendo que essa grandeza magnética é determinante para a tensão e torque induzidos.

O terceiro passo é uma simulação dinâmica que avalia a densidade de campo magnético em cada ponto motor. O Torque produzido pela interação do campo magnético com a corrente de cada fase deve ser calculado, pois ele acaba provocando a rotação do motor que, por sua vez, modifica a tensão induzida e produz uma nova distribuição magnética. A interação dessas variáveis diz como o motor se comporta para uma determinada sequência de acionamento e condições de carga. Essa simulação ajuda a prever o comportamento da corrente do motor, do torque e da velocidade.

De posse do conhecimento de como é o motor e de como ele deve funcionar, o sistema de acionamento pode ser construído na quarta etapa. Esse sistema de acionamento é a conjunção de componentes de potência como inversores e baterias, elementos de processamento como o microcontrolador e sensores. Cada um desses subsistemas é interligado por uma malha de condicionamento de sinais. Os sensores de corrente e velocidade são instrumentos mais independentes da placa central de controle e servem para operação humana e aquisição de dados. Por fim a avaliação do sistema projetado foi realizada por meio da comparação das simulações do funcionamento do sistema com os ensaios obtidos em laboratório.

No final do projeto, os objetivos foram alcançados com os testes experimentais da bancada. A aplicação da metodologia ajudou a identificar e corrigir problemas na operação do motor que foi plenamente capaz de acionar a bancada.

### **1.0.3 Organização do texto**

No capítulo 2 desse texto acontece uma introdução teórica da ciência por trás dos elementos da bancada. É realizada uma explicação a respeito dos sistemas híbridos e suas variedades. Chega um ponto em que ocorre uma explicação sobre o motor BLDC, é mostrada as suas peculiaridades a partir de uma análise da tensão induzida como guia para a comutação de bobinas e há uma investigação de como a distribuição de condutores no motor interfere no torque e tensão induzidos. Ao final dessa seção é abordada as características especiais dos motores de fluxo axial e as suas possíveis topologias. O capítulo segue com uma descrição da função, das técnicas de aplicação e dos elementos componentes de inversores mostrando a eletrônica necessária para acionar os elementos chaveadores. No final do capítulo é feita uma exposição do funcionamento de elementos sensores de velocidade e campo magnético.

O capítulo 3 abrange todos os materiais e métodos envolvidos no processo de desenvolvimento do driver. A seção começa com uma descrição dos motores da bancada, principalmente o elétrico, mostrando os contatos da borneira e como o fluxo magnético se distribui no motor. Em seguida é abordado o desenvolvimento do sistema de acionamento do motor, a começar pela construção do inversor, do seu circuito de driver e da integração com a malha de sensores. O capítulo termina com a exposição de algoritmo de operação do motor e com a descrição da simulação do motor.

O capítulo 4 traz resultados atrelados ao desempenho do motor na bancada junto do seu sistema acionamento e medição. Também traz os resultados das simulações, por meio de curvas que envolvem a corrente e a velocidade do motor. Há no final uma discussão sobre o que há de diferente nos gráficos e que fatores afastam o motor da bancada de um comportamento ideal.

# Capítulo 2

## Revisão Bibliográfica

### 2.1 Sistemas Híbridos

Veículos híbridos são máquinas que usam mais de um método de criação de energia mecânica. Veículos a combustão simplesmente convertem a energia armazenada nos combustíveis em energia cinética. Os veículos híbridos adicionam um motor elétrico nessa malha energética. Esse motor ganha o acesso ao eixo das rodas do motor podendo movimentá-las.

A vantagem da utilização de um sistema híbrido é a possibilidade de aproveitar as melhores características de um tipo de motor e amenizar os seus defeitos. A razão pela qual esse tipo de veículo vem se tornando popular é que, no final, o conjunto é mais energeticamente eficiente que um veículo a combustão simples e que não abre mão da comodidade que a densidade de energia dos combustíveis fósseis traz. A organização dos elementos na malha de conversão de energia do veículo híbrido define duas categorias: série e paralelo [6],[7].

A topologia de híbridos em série usa exclusivamente o motor elétrico como máquina de propulsão. O motor a combustão não fica ligado ao eixo, na verdade, ele fica ligado a um gerador que despacha essa energia em um barramento que alimenta o motor elétrico, como ilustra a Figura 2.1. Baterias e capacitores são introduzidos nesse barramento para atender melhor a demanda de energia do motor elétrico. Desta forma não é necessário que o motor a combustão atue para suprir as demandas instantâneas do sistema e desse modo ele pode atuar em condições que maximizem a sua eficiência. Outra vantagem é a possibilidade de carregar o veículo no sistema local de distribuição energética.

A organização de híbridos em paralelo permite que ambos motores tenham acesso mecânico ao eixo do motor. Essa topologia traz a vantagem da seleção de qual motor deve atuar em determinado instante, sendo possível até mesmo o uso dos dois simultaneamente. Como esse tipo de veículo é menos dependente da tração elétrica, as baterias que ele usa podem ter capacidade energética menor que as usadas nos sistemas em série.

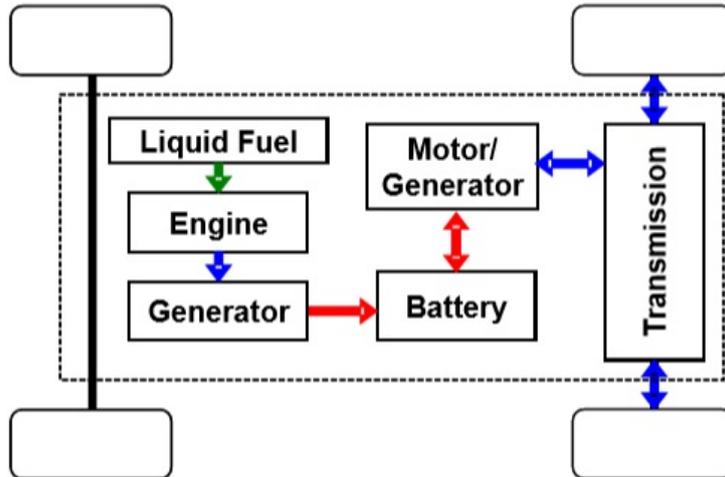


Figura 2.1: Configuração híbrida em série, Referência [6] .

Considerando que apenas a eficiência do consumo de combustível, os veículos híbridos em série são mais eficientes para baixas velocidades, contexto no qual os motores a combustão são pouco eficientes. Em altas velocidades o motor a combustão encontra o seu ponto de máxima eficiência. Os veículos híbridos em paralelo tem vantagem nessas condições por dar acesso direto do eixo ao motor de combustão. A coordenação do uso dos diferentes tipos de tração exige uma estratégia de controle sofisticada.

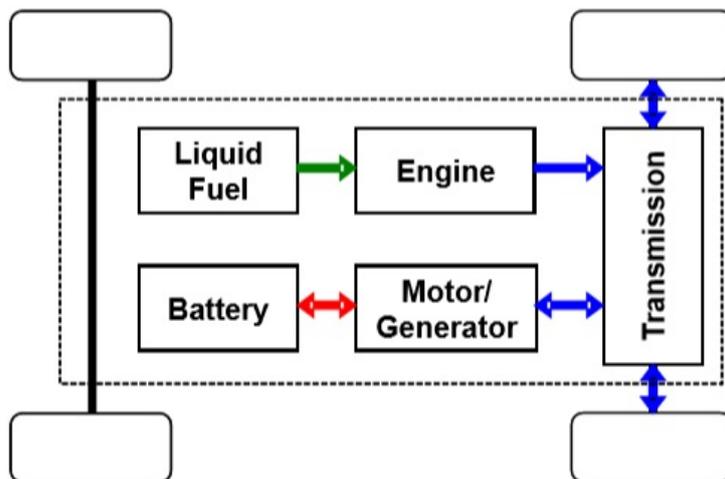


Figura 2.2: Configuração híbrida em paralelo, Referência [6] .

A partir da configuração em paralelo pode-se criar uma terceira configuração, a série-paralelo. Com o uso de uma caixa de transmissão, o motor a combustão pode ser ligado a um gerador elétrico para carregar baterias e ser desconectado do eixo das rodas. Essa possibilidade habilita um modo de tração exclusivamente elétrica assim como é no caso

da configuração em série, o resultado é um sistema versátil que pode agir em série ou em paralelo. As imagens da Figura 2.2 até a Figura 2.3 reúnem os tipos de sistemas de veículos híbridos.

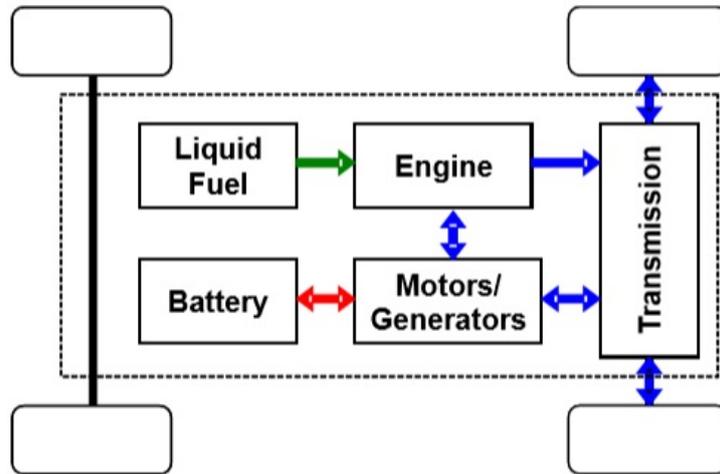


Figura 2.3: Configuração híbrida série-paralelo, Referência [6] .

## 2.2 Motores elétricos

A maioria dos motores elétricos lida com a interação de campos magnéticos distintos, um associado a uma parte móvel e outro associado a uma estrutura fixa. A maneira na qual esses campos são criados e distribuídos dão origem a diferentes tipos de máquinas, cada uma com um tipo específico de característica de torque e que precisam ser operadas de maneira particular.

O tipo de corrente de alimentação é um dos fatores principais para determinar o modo com que os campos magnéticos do motor são gerados e a sua interação. As diferenças entre a corrente alternada e a corrente contínua dão origem a duas grandes famílias de motores.

Três equações básicas nos ajudam modelar o comportamento elétrico de condutores em um motor [10]. A primeira delas, Equação 2.1, é a força magnética,  $F_{mag}$ , aplicada em um condutor portador de corrente e imerso em uma região com campo magnético de tal maneira que forma o ângulo  $\theta$  entre o condutor e a orientação do campo. O condutor tem comprimento  $l$  e corrente  $i$ . A segunda, a lei de Faraday, diz respeito da tensão induzida que é provocada por uma variação de fluxo na área de uma bobina. A Equação 2.2 relaciona a tensão induzida,  $e_{ind}$ , com a derivada do fluxo incidente,  $\Phi$ , multiplicada pelas  $N$  voltas da bobina. A Equação 2.3 é uma generalização de lei de Faraday para

a tensão induzida em um condutor móvel que apresenta o comprimento  $l$  e velocidade  $v$  em uma região com a densidade de fluxo  $B$ . A Equação 2.1 e Equação 2.3 também são referenciadas como formulações **BIL** [11].

$$F_{mag} = i \cdot \mathbf{l} \times \mathbf{B} = B \cdot i \cdot l \cdot \text{sen}(\theta) \quad (2.1)$$

$$e_{ind} = -N \frac{d\Phi}{dt} \quad (2.2)$$

$$e_{ind} = \mathbf{l} \bullet \mathbf{v} \times \mathbf{B} \quad (2.3)$$

### 2.2.1 Motor C.C. sem escovas

O motor de corrente contínua sem escovas (do inglês, brushless D.C. motor; BLDC) guarda semelhanças com o motor síncrono e com o motor C.C. em si. Essa máquina costuma utilizar um conjunto de ímãs permanentes no rotor que estabelecem um campo de módulo constante. Tal campo poderia até ser produzido por um eletroímã sem qualquer mudança geral no funcionamento da máquina, mas seria necessário o uso de escovas o que perderia o sentido do nome da máquina. O estator tem um conjunto polifásico de bobinas que são coordenadas entre si de maneira a criar um tipo de campo girante, porém essas bobinas são alimentadas com ondas quadradas de tensão, o resultado é que este campo girante apresenta progressão discreta. A Figura 2.4 mostra um esquemático de um motor BLDC de três fases com as possíveis posições para o campo de estator.

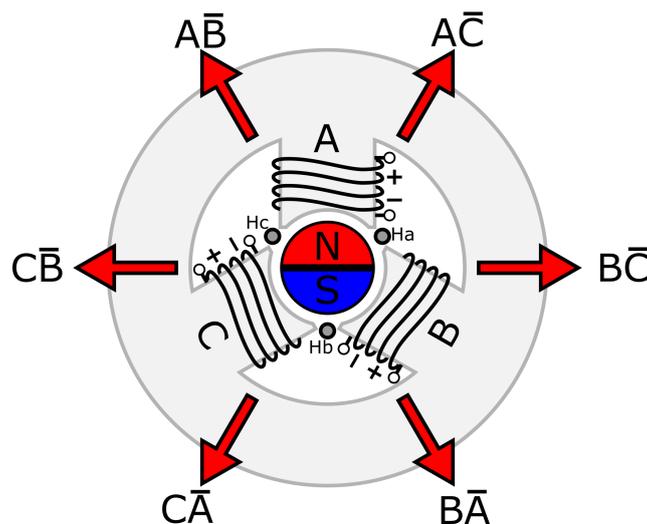


Figura 2.4: Elementos do motor BLDC.

O que torna a operação do motor BLDC especial é o fato do campo do estator não girar de maneira independente. O acionamento de cada bobina é coordenado pela orientação do campo magnético do rotor. Para realizar essa comutação de bobinas é necessário medir o campo do rotor, para isso, sensores Hall são comumente utilizados nessa tarefa. O tipo de tecnologia utilizada na operação do motor BLDC só se tornou viável depois da revolução eletrônica dos meados do século XX, desde então eles vêm-se tornando mais populares. O controle dos motores BLDC é semelhante ao do motor C.C., uma vez que o torque é proporcional à corrente de armadura, o controle se dá pelo controle da tensão de armadura. O motor BLDC é um dos motores mais eficientes, podendo alcançar com facilidade a casa dos 90 % [9].

### 2.2.2 Torque e tensão induzidos do motor BLDC

Para operar e desenvolver uma estratégia de controle para o motor BLDC é necessário desenvolver as equações de tensão induzida e torque. A abordagem de modelagem que será desenvolvida, a mesma vista nas referências [11] e [12], parte de uma máquina elementar e então estende os seus comportamentos gerais para versões mais complexas.

O motor BLDC elementar estudado está ilustrado na Figura 2.5. A máquina conta com um rotor de dois polos e com um estator de três fases cada um com dois polos por fase.

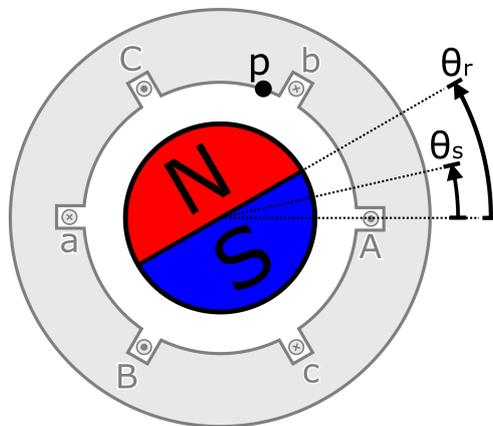


Figura 2.5: Motor BLDC de dois polos e coordenadas de rotação.

O primeiro passo da dedução da tensão induzida é determinar qual é a densidade de fluxo magnético em um ponto qualquer do estator para uma determinada orientação do rotor. A variação angular do campo de um rotor como o da Figura 2.5 pode ser aproximada para uma onda quadrada. Quando um determinado ponto 'P' está de face ao polo do ímã, é observada nesse ponto uma densidade de fluxo com módulo máximo

que é positiva para a face norte e negativa para a face sul. Na interface entre os polos, é observada uma transição não-linear entre o valor máximo e mínimo. Esta transição pode ser aproximada para uma mudança instantânea [11]. A forma de onda de densidade de fluxo que se observa ao longo do estator está ilustrada na Figura 2.6.

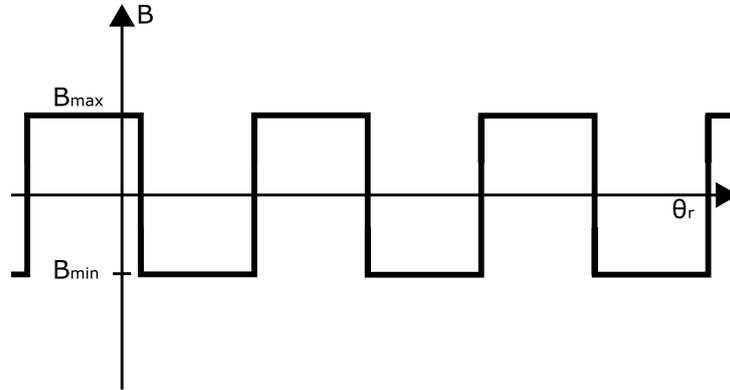


Figura 2.6: Variação da densidade de fluxo e um ponto do estator para variações de  $\theta_r$ .

A densidade de fluxo máxima é determinada pelo acoplamento magnético que se dá entre o rotor e estator por meio do gap. Um circuito magnético pode representar esse enlace e é utilizado para se descobrir qual o campo  $\mathbf{B}$  que corta cada bobina. Este circuito está representado na Figura 2.7. Ao resolver esse circuito encontra-se a densidade dada pela Equação 2.4.  $\phi_i$  é o fluxo intrínseco do ímã,  $R_i$  é a sua relutância equivalente do ímã,  $R_g$  e  $R_c$  são as relutâncias do gap e do núcleo do motor.

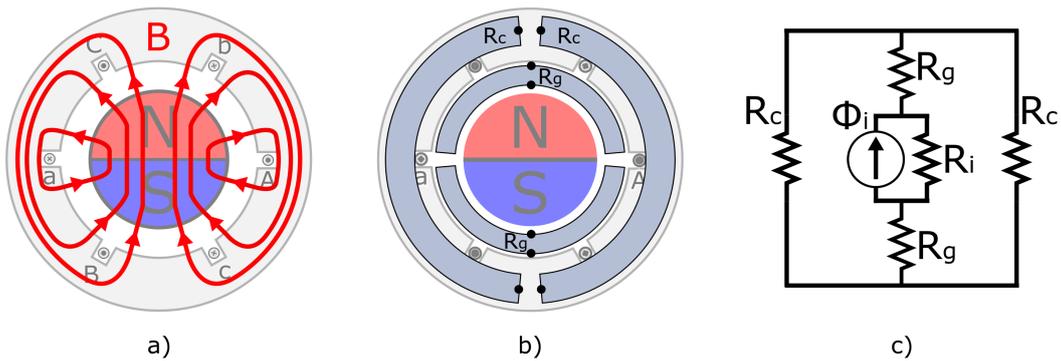


Figura 2.7: a) Campo  $\mathbf{B}$  dentro do motor. b) Principais relutâncias. c) Circuito magnético equivalente..

$$\phi_{gap} = \frac{\phi_i \cdot R_i}{2 \cdot R_g + R_c // R_c} \quad (2.4)$$

Dos parâmetros que são determinantes para a distribuição da densidade de fluxo no gap destaca-se a relutância do gap. Este fator leva em consideração toda a abertura angular em cima do polo, no caso 180°. As outras constantes espaciais da relutância são o tamanho do gap,  $\mathbf{dg}$ , e o comprimento do motor,  $L$ , que está dentro do plano da página. Outra relutância importante envolve o caminho magnético dentro do núcleo ferromagnético o qual constitui o estator. Este percurso é dado pela seção transversal do núcleo e pelo comprimento do arco.

A tensão induzida é o negativo da variação do fluxo magnético na bobina que é função da orientação relativa entre o rotor e o estator em um dado instante. A Figura 2.5 mostra o rotor com um determinado ângulo  $\theta_r$  de rotação. A densidade de fluxo que atravessa a bobina da fase **A** é positiva em certas regiões e negativas em outras. O fluxo magnético é a integral dessa densidade de fluxo que percorre o gap, a Equação 2.5 mostra essa integral.

$$\phi(\theta_r) = \int_0^{180} r \cdot L \cdot B(\theta_r) \cdot d\theta_s \quad (2.5)$$

Ao resolver a integral da Equação 2.5, descobre-se que o fluxo magnético observado tem a forma de uma onda triangular com relação à variação do ângulo do rotor (Ver Figura 2.8-b). Os picos, ou vales, dessa onda ocorrem quando as bobinas estão alinhadas com um dos polos do ímã. Quando a bobina sai ao poucos de uma posição na qual o fluxo é todo positivo para uma outra em que ele é negativo, o fluxo deve diminuir. Esse evento faz a reta de variação de fluxo apresentar uma inclinação negativa.

Como a tensão induzida é a derivada temporal negativa do fluxo concatenado, uma regra da cadeia aplicada na Equação 2.2 deixa explícita a variação da tensão induzida com relação à velocidade angular do rotor. A Equação 2.6 mostra esse desenvolvimento. Um dos termos que constituem a tensão induzida é a taxa de variação do fluxo magnético nas bobinas com relação ao ângulo de rotação, como se trata da derivada de uma onda triangular, esse termo apresenta ângulo constante, porém varia de sinal positivo para negativo.

$$N \frac{d\Phi}{dt} = -e_{ind} = \frac{d\Phi}{d\theta_r} \frac{d\theta_r}{dt} \quad (2.6)$$

Caso a velocidade angular seja constante, ao se usar o gráfico da Figura 2.8-b chega-se a conclusão de que a tensão induzida apresenta o formato de uma onda quadrada. O módulo dessa onda está relacionado com a inclinação da onda triangular de fluxo magnético e com a velocidade angular. A Figura 2.8 reúne as formas de onda da densidade de campo, do fluxo magnético e da tensão induzida para variações do ângulo do rotor.

As ilustrações da Figura 2.8 ajudam a calcular uma fórmula para a tensão induzida nas bobinas, essa é a Equação 2.8 na qual a função  $\lambda_r$  representa a onda quadrada e vale

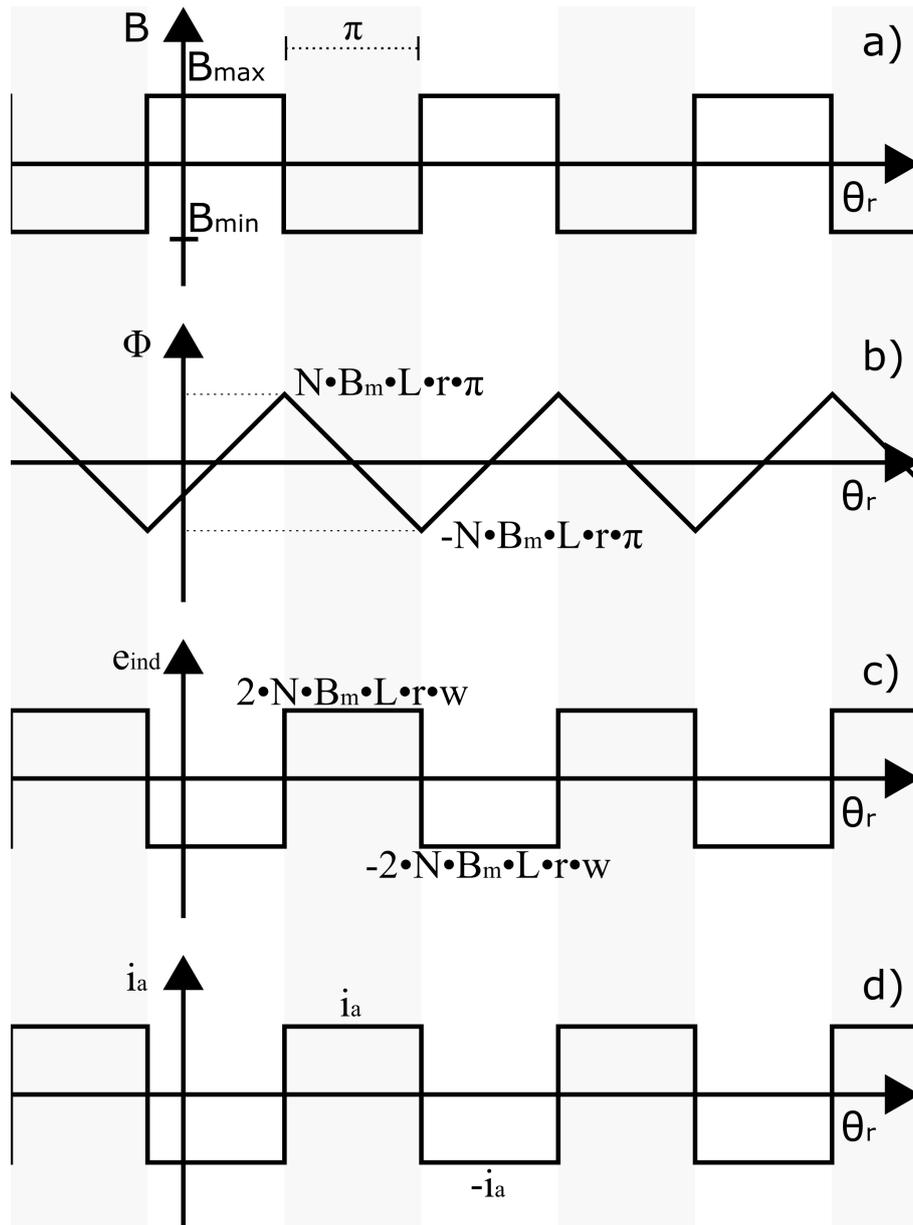


Figura 2.8: Grandezas elétricas e magnéticas variando com  $\theta_r$ . a) Densidade de fluxo. b) Fluxo magnético. c) Tensão induzida. d) Corrente de Armadura .

-1 para ângulos menores 180 e 1 para ângulos maiores que 180° e menores que 360°.

$$\lambda(\theta_r) = \begin{cases} 1 & , \text{ se } \theta_r + n \cdot \pi > (2\pi/p) \\ -1 & , \text{ se } \theta_r + n \cdot \pi < (2\pi/p) ; n = 1, 2, 3... \end{cases} \quad (2.7)$$

$$e_{ind} = 2 \cdot N \cdot B_m \cdot L \cdot r \cdot \omega \cdot \lambda(\theta_r) \quad (2.8)$$

Um motor precisa de uma corrente vinda de uma fonte externa para conseguir gerar

um torque induzido, essa é a corrente de armadura, é necessário que ela vá sempre no sentido contrário ao das tensões induzidas nas bobinas. Uma vez que a tensão induzida tem um formato de onda quadrada, a corrente de armadura deve ter a mesma forma. Uma premissa fundamental das máquinas elétricas é a de que a potência elétrica que não se perde na resistência das bobinas é convertida em potência mecânica do motor. Segue a equação Equação 2.9 na qual  $\mathbf{i}_a$  é a corrente de armadura,  $\tau_{ind}$  é o torque induzido e  $\omega$  a velocidade angular.

$$e_{ind} \cdot i_a = \tau_{ind} \cdot \omega \quad (2.9)$$

A expressão acima ajuda a encontrar o torque induzido, usando-a em conjunto com a equação Equação 2.8 pode-se derivar a Equação 2.10.

$$\tau_{ind} = 2 \cdot N \cdot B_m \cdot L \cdot r \cdot |i_a| \cdot \lambda(\theta_r) \quad (2.10)$$

### 2.2.3 Comutação de bobinas e ligações em delta ou estrela

Um esquema de motor trifásico tem enrolamentos de cada fase defasados entre si por  $120^\circ$  por par de polo, isso produz tensões induzidas que estão defasadas de  $120^\circ$  elétricos. A operação do motor necessita que haja a comutação das bobinas em momentos precisos. O conhecimento de qual bobina que deve ser acionada e em que instante pode ser determinado por uma análise dos gráficos das tensões induzidas, como é visto da Figura 2.8. A Figura 2.9 mostra as tensões induzidas trifásicas e a forma de onda da corrente em cada instante para um sistema em estrela e em delta. O esquema de associação em delta tem a vantagem de aproveitar os três enrolamentos simultaneamente.

Caso a comutação ocorra em instantes precisos, o circuito inversor sempre percebe a mesma tensão, mesmo quando um conjunto de bobinas é desligado para o acionamento de outro. O mesmo tipo de fenômenos ocorre para a corrente que, quando em regime permanente, é a mesma na perspectiva do inversor. Por essa razão o motor BLDC, nessa condição de comutação perfeita, pode ser representado e controlado como se fosse um motor C.C. com escovas. A tensão induzida acaba sendo uma combinação linear das tensões de cada bobina.

### 2.2.4 Não idealidades do motor BLDC

Toda a análise tratada até agora leva em consideração um conjunto de condições ideais em toda a topologia do motor. Levar em conta um motor mais realista desvia um pouco o seu comportamento do que foi estudado.

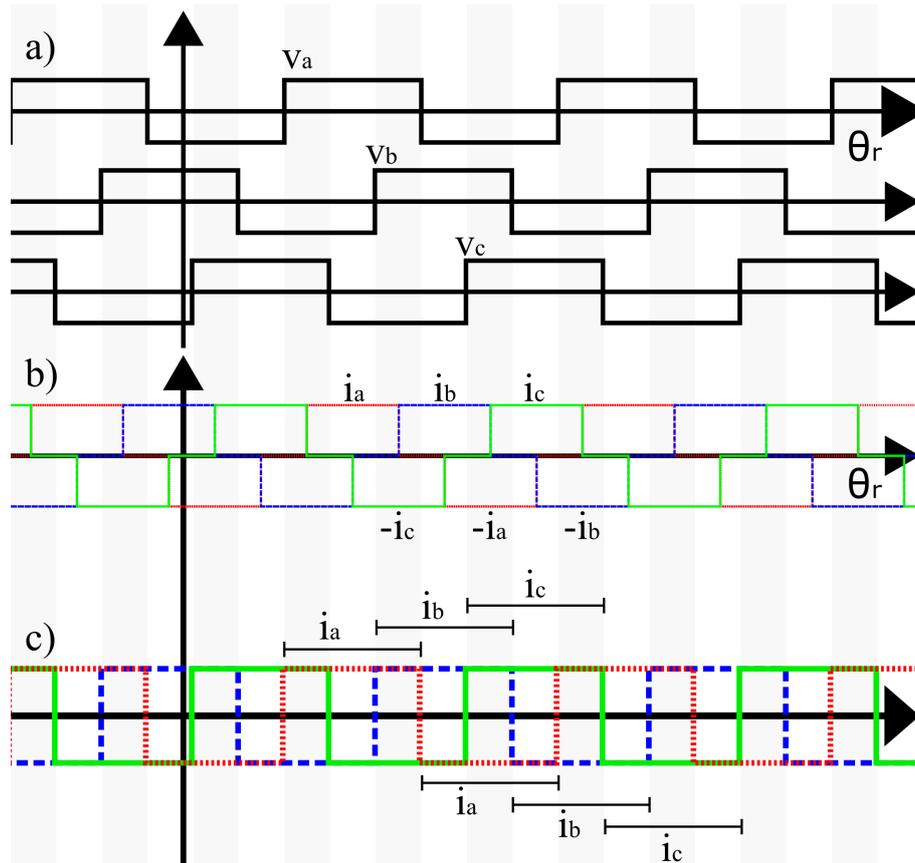


Figura 2.9: a) Tensões induzidas em cada fase. b) Correntes de motorização em conexão estrela. c) Correntes de motorização em conexão delta.

Um aspecto real sobre o rotor é fato de que os ímãs permanentes geralmente não ocupam toda a abertura angular em que eles são alocados e isso está associado às razões construtivas. Em muitos casos é necessário criar um espaço entre os polos. Seja porque é difícil montar o rotor com ímãs próximos, seja porque esse espaço tenha que ser ocupado por algum material, de preferência um que não seja ferromagnético, que vai dar fixação mecânica aos ímãs. Um rotor assim é conhecido como rotor de polos de passo fracionário.

O rotor realista da origem a um novo circuito magnético que significa que a densidade de fluxo máxima será afetada. O espaço entre polos oferece uma região por onde pode haver fuga de fluxo magnético. A Figura 2.10 mostra esse rotor descrito e traz o circuito magnético equivalente.

Outro fator modificado pelo novo rotor é o fluxo magnético que incide sobre as bobinas para uma dada orientação do rotor. Em uma certa faixa, um polo fica face a face com uma bobina de maneira que o fluxo não muda com o movimento do ímã sobre essa região. A Figura 2.11 mostra a densidade de fluxo magnético resultante e a tensão induzida pelo giro desse rotor. Quando o rotor atinge essas regiões, a tensão induzida vai a zero. Essa

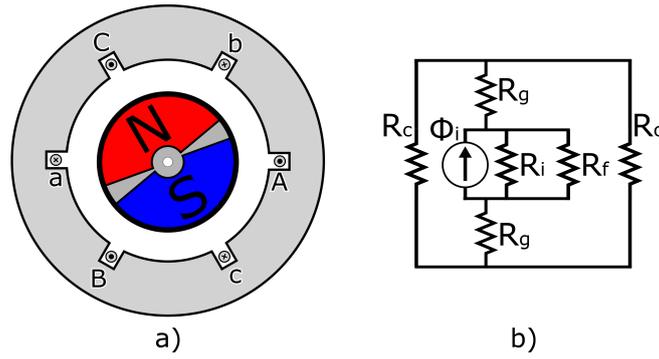


Figura 2.10: a)Motor BLDC com rotor realista. b)Novo circuito magnético equivalente.

nova forma de onda modifica a maneira como a tensão induzida deve ser pensada.

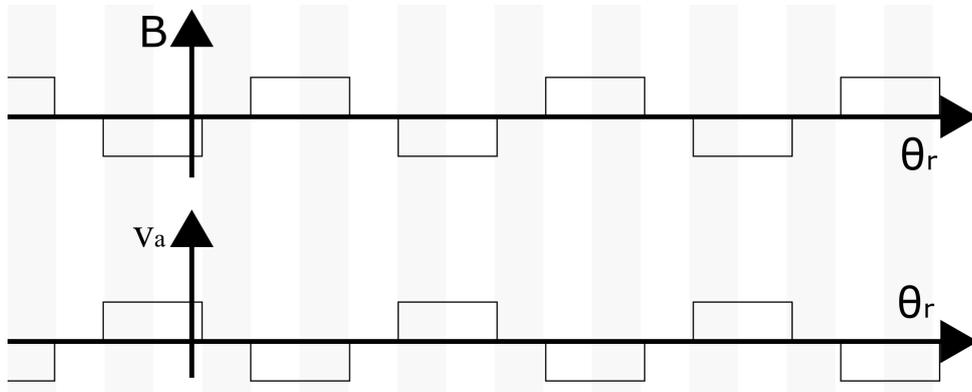


Figura 2.11: Densidade de fluxo e tensão induzida para rotor de polos fracionários.

## 2.2.5 Circuitos equivalentes e potência do motor BLDC

Um motor BLDC trifásico pode ser representado por um circuito trifásico. Cada fase tem uma impedância equivalente e uma tensão induzida que varia de acordo com a velocidade do rotor. Esse circuito está ilustrado na Figura 2.12 e a suas características dinâmicas são descritas pelas equações que vão de Equação 2.11 até Equação 2.13[13]. Nas equações, as tensões de entrada,  $V_i$ , provocam as correntes,  $I_i$ , ante as tensões induzidas,  $E_i$ . Cada fase apresenta uma impedância com uma resistência e indutância,  $R_i$  e  $L_i$  respectivamente.

$$\dot{I}_a = \frac{-R}{L} \cdot I_a + \frac{2}{3L}(V_{ab} - E_{ab}) - \frac{1}{3L}(V_{cb} - E_{cb}) \quad (2.11)$$

$$\dot{I}_c = \frac{-R}{L} \cdot I_c + \frac{2}{3L}(V_{cb} - E_{cb}) - \frac{1}{3L}(V_{ab} - E_{ab}) \quad (2.12)$$

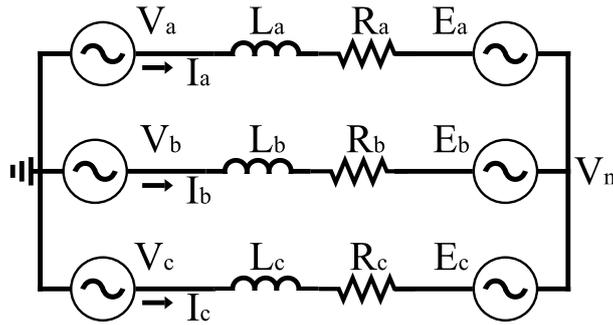


Figura 2.12: Circuito equivalente trifásico do motor BLDC.

$$\dot{I}_b = -(\dot{I}_a + \dot{I}_c) \quad (2.13)$$

O circuito trifásico é apropriado para uma análise mais realista da operação do motor, pois modela a reação das grandezas elétricas em cada fase. Ele é fundamental, por exemplo, para se observar o ruído de torque típico que essas máquinas apresentam.

Em condições de comutação perfeita o motor pode ser aproximado para o circuito de um motor C.C. Esse circuito já não é tão realista com relação ao comportamento da corrente do motor, mas ajuda a ter uma noção do comportamento efetivo de grandezas como torque e potência.

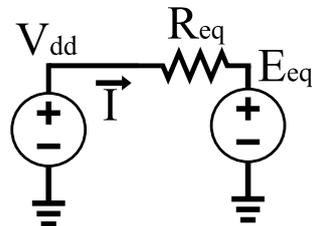


Figura 2.13: Circuito equivalente DC do motor BLDC.

O fato de que, quando em condições de comutação perfeita, o motor BLDC tem um circuito equivalente semelhante ao do motor C.C. traz para esse motor relações de torque e potência parecidas. A corrente consumida pelo motor pode ser descrita em termos da tensão da fonte,  $V_{dd}$ , da resistência equivalente,  $R_{eq}$ , e da tensão induzida,  $E_{eq}$ , que é a velocidade angular do motor,  $w$ , vezes uma constante de proporcionalidade  $K$ . Essa expressão de corrente é a Equação 2.14, ela pode ser rearranjada na Equação 2.15 que deixa a constante  $K$  implícita. Essa equação pode ser usada para estimar a constante  $K$  do ponto de vista da fonte.

$$I = \frac{V_{dd} - K \cdot w}{R_{eq}} \quad (2.14)$$

$$K = \frac{V_{dd} - I \cdot R_{eq}}{w} \quad (2.15)$$

Dado o circuito da Figura 2.13, a potência de entrada é o produto entre a tensão aplicada e a corrente na entrada. Antes de chegar ao eixo do motor, a potência de entrada é dissipada por alguns fenômenos. O principal mecanismo de dissipação é a perda por efeito Joule que ocorre pela passagem de corrente pelo cobre dos enrolamentos, a Equação 2.18 mostra essa potência. A frequente inversão de campo no núcleo magnético da armadura provoca perdas por histerese e por corrente de Foucault. Estas perdas são proporcionais à frequência da corrente de armadura e geralmente tem a magnitude bem menor que as perdas no cobre. A Equação 2.19 e a Equação 2.20 modelam essas perdas[14]. A potência de saída de qualquer motor é o produto entre o torque induzido e a velocidade angular, portanto ela pode ser derivada com a ajuda da curva de torque, Equação 2.16. Ao juntar as equações Equação 2.16 e a Equação 2.21, tem-se uma expressão para a potência de saída do motor com relação à rotação do motor, Equação 2.22. O gráfico dessa equação está ilustrado na Figura 2.14.

$$\tau_{ind} = \frac{(K \cdot B_m \cdot V_{dd})}{R_a} - \frac{(K \cdot B_m)^2}{R_a} \cdot \omega \quad (2.16)$$

$$P_{in} = V_{dd} \cdot I \quad (2.17)$$

$$P_{cu} = R \cdot I^2 \quad (2.18)$$

$$P_H = K_H \cdot f^2 \cdot B_m \quad (2.19)$$

$$P_{Fo} = K_{Fo} \cdot f \cdot B_m \quad (2.20)$$

$$P_{out} = w \cdot \tau_{ind} \quad (2.21)$$

$$P_{out} = E_a \cdot I \quad (2.22)$$

O ponto de potência máxima ocorre justamente no meio da curva de torque onde ele vale metade do conjugado de partida e a velocidade assume o valor de metade da velocidade terminal, o resultado é descrito pela Equação 2.23.

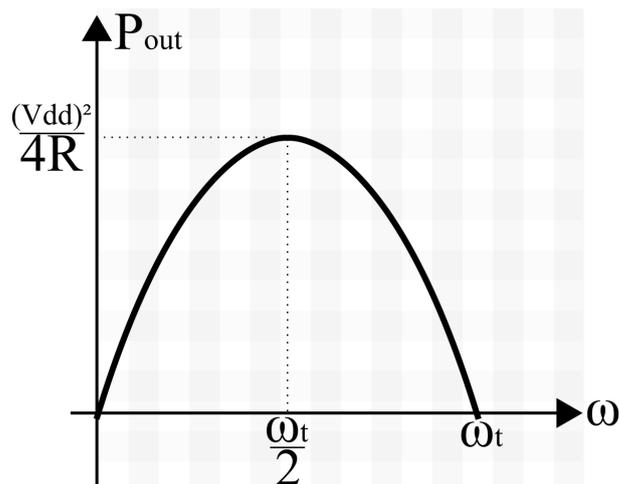


Figura 2.14: Potência de saída em função da velocidade angular.

$$P_{max} = \frac{V_{dd}^2}{4R} \quad (2.23)$$

A Equação 2.23 mostra que a potência de saída máxima é determinada pela tensão de entrada e pela resistência equivalente do motor. É curioso notar que essa equação não depende da densidade de campo e nem de aspectos construtivos do motor. Esses dois termos acabam sendo determinantes para o torque de partida e velocidade terminal. Uma grandeza muito útil na determinação do ponto de operação do motor é a eficiência do mesmo, variável que trata da razão entre a potência mecânica na saída pela potência elétrica na entrada. Entre a partida e ponto de eficiência máxima, que ocorrem em velocidades baixas, a potência de saída e as perdas no cobre são bem maiores que as perdas no núcleo. Isso acontece em tal ponto que o cálculo da eficiência pode desconsiderar essas perdas, nesse caso a eficiência apresenta um aspecto linear. Do pico da curva de potência em diante, a potência de saída começa a decair. O mesmo acontece com as perdas no cobre, pois a corrente de armadura já está baixa, porém as perdas no núcleo continuam a ficar na mesma ordem de grandeza. O resultado desse processo é que a curva de eficiência atinge um pico e começa cair a zero quando a máquina se aproxima da velocidade terminal. A Figura 2.15 mostra um gráfico típico de curva de eficiência que foi obtido experimentalmente pelos responsáveis da referência [15].

## 2.2.6 Motores de fluxo Axial

Os motores de fluxo axial são máquinas que apresentam uma topologia diferente das utilizadas nos motores do dia-a-dia que são radiais. Máquinas de rotação geralmente apresentam uma forma cilíndrica, por causa desse fato é comum descrever a disposição

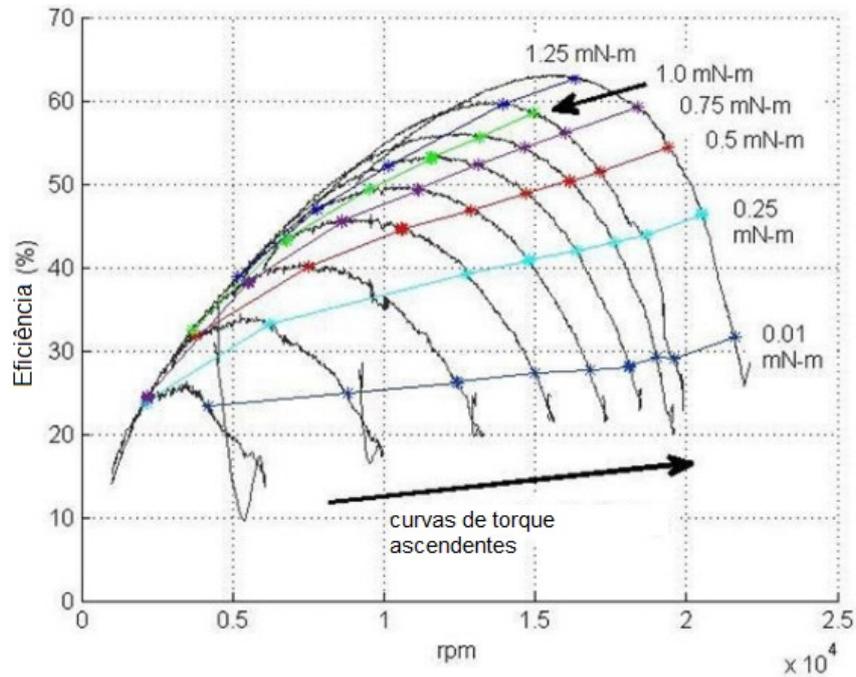


Figura 2.15: Curvas de eficiência para o motor BLDC. Referência [15](adaptado) .

dos seus componentes por meio de coordenadas cilíndricas. A Figura 2.16 mostra a organização dos motores de fluxo axial e radial. Claramente, a rotação de ambos os motores se dá em torno de um eixo que aponta na direção axial. Para os motores de fluxo radial, as bobinas e ímãs permanentes são orientados de maneira que o fluxo magnético se distribui ao longo do raio do motor. A máquina de fluxo axial tem campos que apontam na mesma direção que o eixo de rotação.

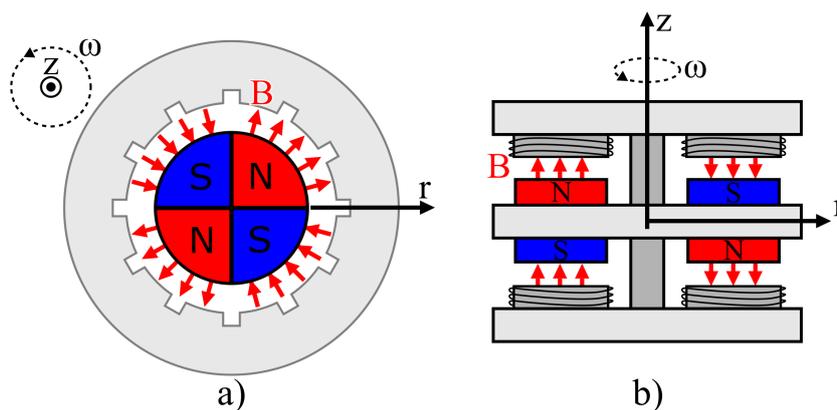


Figura 2.16: a) Motor BLDC radial. b) Motor blcdc axial..

As máquinas de fluxo axial são tão antigas quanto as radiais, no entanto uma série de problemas de manufatura fizeram esses motores perderem espaço ao longo da história

dos motores. Dentre as dificuldades históricas de manufatura está a criação de um gap que seja curto e consistente, outro problema é o surgimento de forças axiais que tendem a encurtar do gap e juntar rotor e estator [1].

Uma das vantagens dos motores de disposição magnética axial é, basicamente, o fato do motor apresentar um achatamento bem maior que um semelhante de mesma potência, porém radial. Alguns motores podem ser construídos como anéis de raio interno e externo bem longos, deixando um espaço vazio no meio do motor. Outra grande vantagem desse tipo de máquina é a possibilidade de se fechar um circuito magnético em caminhos menores que implicam em relutâncias menores que deixam o acoplamento magnético bem mais eficiente [2]. A combinação desses fatores resulta em motores que apresentam densidades de potência maiores. Esta é uma das características mais desejáveis em uma máquina e tem feito dos motores de fluxo axial uma máquina de crescente popularidade em pesquisas e aplicações de alto rendimento [2], [16], [17]. A Figura 2.17 mostra algumas topologias de motores de fluxo axial.

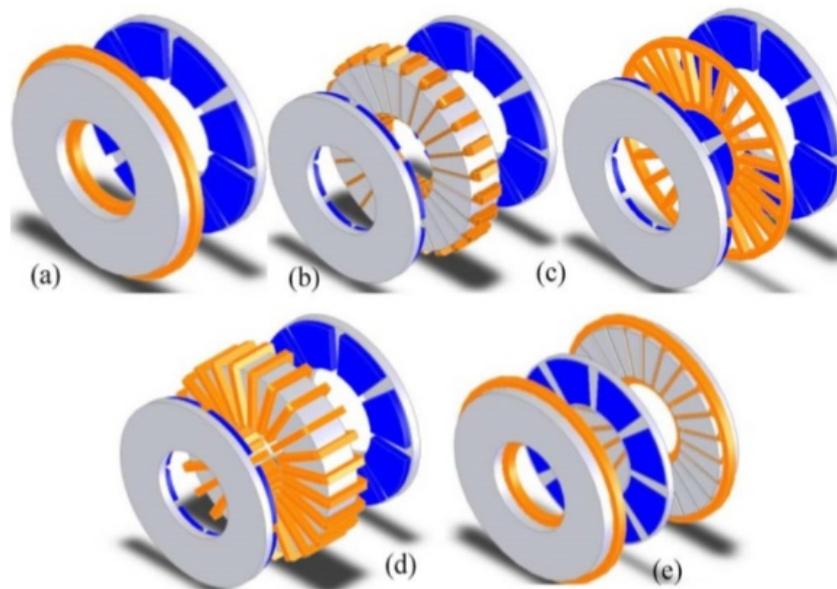


Figura 2.17: Diferentes organizações de estator e rotor para motores de fluxo axial. Referência [18].

### 2.2.7 Torque e tensão induzidos para o motor de fluxo axial

A mudança da disposição dos elementos magnéticos do motor não muda o comportamento geral da máquina, a mudança vem de uma constante ou outra que surgem nas equações. A dedução das equações de torque e tensão induzida seguem a mesma lógica mostrada na 2.2.2. A derivação das equações serão feitas a partir das formulações **BIL**

aplicadas em um rotor de enrolamentos ondulados que é justamente o tipo de enrolamento do motor estudado.

Dessa vez a máquina elementar será uma de quatro polos, representada na Figura 2.18, ela apresenta um raio interno,  $r_i$ , e um externo,  $r_e$ , o setor circular delimitado por esses dois raios é a região onde estão os ímãs e os condutores. O enrolamento de apenas uma fase está representado na Figura 2.18. Como características da distribuição ondulada, ora os condutores se alongam radialmente, ora eles percorrem uma direção angular.

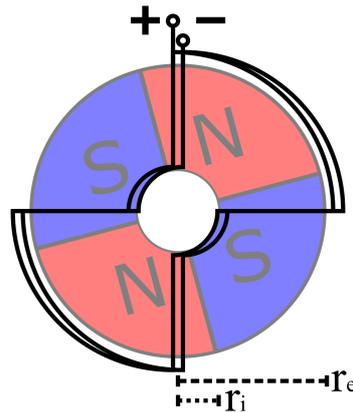


Figura 2.18: Motor de fluxo axial de 4 polos.

A formulação **BIL** traz resultados mais rápidos sem precisar considerar integrais. Dado que os condutores estão imersos em uma região com uma densidade de fluxo resultante de um determinado acoplamento magnético, fica claro que apenas as partes dos condutores que se alongam radialmente contribuem para a tensão. Isso não ocorre nas regiões circulares por causa de sua orientação que cancela os produtos vetoriais descritos pela Equação 2.3.

A Equação 2.3 não pode ser diretamente aplicada nos condutores do motor de fluxo axial. Eles se estendem ao longo da direção radial e, por tanto, apresentam velocidades lineares diferentes a cada ponto. Uma integração é necessária para encontrar a tensão induzida em um condutor. A Figura 2.19 destaca um dos condutores do motor que está girando com velocidade angular,  $w$ , constante também está ilustrada cada um dos segmentos infinitesimais, cada um com a sua própria tensão induzida e velocidade linear. A tensão em um condutor diferencial é dado pela Equação 2.24.

$$de = \mathbf{v}(\mathbf{r}) \cdot \mathbf{B} \cdot d\mathbf{r} \quad (2.24)$$

A tensão nos terminais de um dos condutores é a integral da Equação 2.24 ao longo de todo o condutor, Equação 2.25.

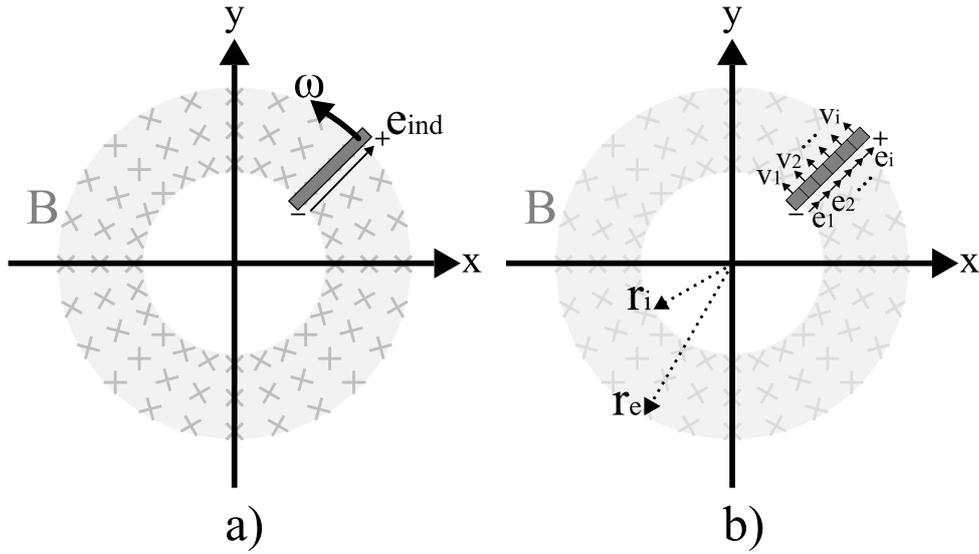


Figura 2.19: a) Condutor em rotação em região com campo magnético. b) Tensões infinitesimais induzidas no condutor.

$$e_{1,cond} = \int_{r_1}^{r_2} w \cdot r \cdot B \cdot dr = \frac{w \cdot B}{2} \cdot [r_2^2 - r_1^2] \quad (2.25)$$

Para encontrar a tensão em todo enrolamento, basta somar a tensão induzida em cada condutor que está em série. A Figura 2.20 ajuda a entender a disposição dos condutores de uma fase. O esquema de enrolamentos ondulados indica que uma bobina pode ter  $N$  voltas que se distribuem pelos  $p$  polos do motor, ainda há uma outra bobina que fica na outra face dos ímãs, somando  $a$  caminhos alternativos que no motor estudado são 2.

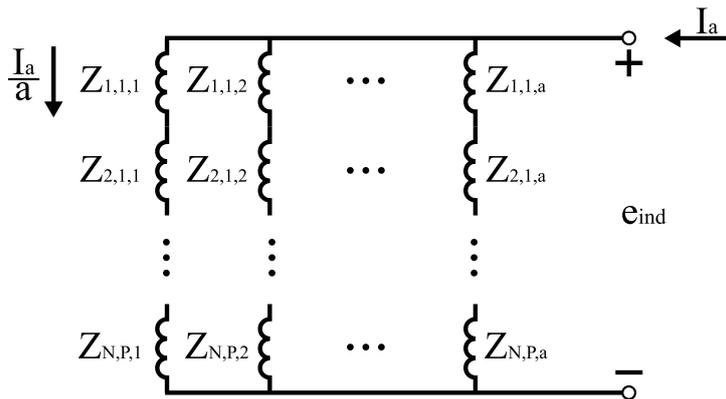


Figura 2.20: Matriz de condutores.

O número total de condutores é dado pela constante  $Z$  que é o produto de  $N$ ,  $p$  e  $a$ .

$$Z = N \cdot p \cdot a \quad (2.26)$$

Por outro lado, os condutores que colaboram com a tensão são os associados em série que são  $\mathbf{N}$  vezes  $\mathbf{p}$ . A conclusão é que tensão induzida em um enrolamento de fase é dado pela equação Equação 2.31.

$$e_\phi = \frac{N \cdot p \cdot B \cdot [r_2^2 - r_1^2]}{2} \cdot w \quad (2.27)$$

A força induzida em um único condutor com velocidade constante em uma região com campo magnético uniforme é dado pela Equação 2.1. O mesmo processo de integração é necessário para encontrar o torque aplicado no condutor que está em rotação constante. A Figura 2.19 destrincha as forças que surgem no processo de integração. O torque aplicado em um elemento diferencial é dado pela Equação 2.28. A corrente  $i_{cond}$  é a que percorre em cada um dos condutores, ela é a corrente de fase dividida pelos caminhos alternativos.

$$d\tau_i = r_i \cdot i_{cond} \cdot d\mathbf{r} \times \mathbf{B} \quad (2.28)$$

A integração desse torque ao longo de um condutor reto, como o da Figura 2.19-c, revela a Equação 2.29.

$$\tau_{1,cond} = \int_{r_1}^{r_2} i_{cond} \cdot r \cdot B \cdot dr = \frac{i_{cond} \cdot B}{2} \cdot [r_2^2 - r_1^2] \quad (2.29)$$

O torque induzido em um enrolamento é a soma dos torque induzidos em todos os seus condutores portadores de corrente, para encontrá-lo, bastaria então multiplicar a equação Equação 2.29 por  $\mathbf{Z}$ .

$$\tau_\phi = Z \cdot B \cdot \frac{[r_2^2 - r_1^2]}{2} \cdot i_{cond} \quad (2.30)$$

É interessante expressar o torque em termos da corrente de fase dos enrolamentos, ela é  $i_{cond}$  vezes  $\mathbf{a}$  caminhos alternativos.

$$\tau_\phi = Z \cdot B \cdot \frac{[r_2^2 - r_1^2]}{2} \cdot \frac{i_\phi}{a} = N \cdot p \cdot B \cdot \frac{[r_2^2 - r_1^2]}{2} \cdot i_\phi \quad (2.31)$$

As relações de tensão e torque induzidos que foram desenvolvidas são aplicadas a enrolamentos que são acionados individualmente. O uso de múltiplas fases modifica essas relações. Para uma associação em estrela, apenas dois enrolamentos são usados por vez em uma associação em série. Desta forma a tensão e o torque são a soma dos efeitos de cada bobina. A Figura 2.21 mostra o circuito equivalente para a associação em delta e estrela.

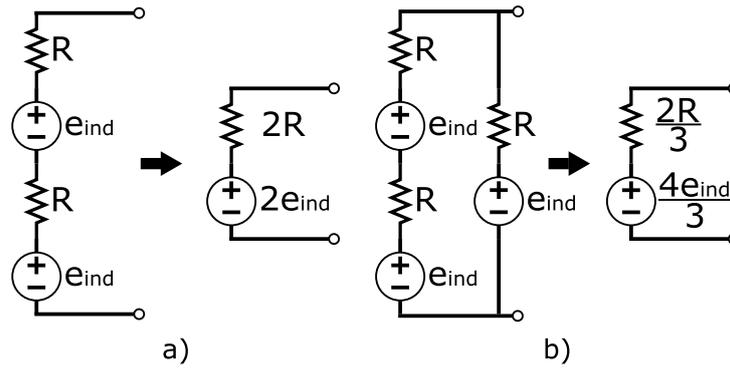


Figura 2.21: Circuitos equivalentes. a) Estrela. b) Delta.

## 2.2.8 Estado da arte das pesquisas

O assunto de motores de fluxo axial desperta o interesse de pesquisadores ao redor do mundo. Uma gama de trabalhos se concentra em desenvolver métodos de projeto de motor considerando variações nos aspectos construtivos que os motores de fluxo axial apresentam, esse é o foco dos trabalhos [36], [38] e [42].

A. Mahmoudi et al.(2014), autores da referência [36], exploram o design e modelagem de um motor de fluxo axial previamente determinado. Depois de apresentar o desenho da máquina, os autores levantam equações para as grandezas eletromecânicas do motor, como torque e tensão induzidos. Também é feita uma análise dinâmica de elementos finitos do fluxo magnético da máquina. Essa análise vira ferramenta para prever o comportamento do motor, os autores constroem um motor igual ao do modelo e verificam que essas ferramentas de análise são muito precisas estimar curvas de tensão induzida e torque da máquina.

Dos artigos que tratam dos motores BLDC axiais, uma boa parte analisa como o formato de ímãs permanentes e dos slots afetam o fluxo que atravessa o gap da máquina com o objetivo de reduzir do ruído de torque [30] e [33]. Para se identificar características torque e potência, a maioria dos artigos usa uma análise do acoplamento magnético entre rotor e estator. Trabalhos como [31], [33], [34] e [36] fazem essa análise por meio do método de elementos finitos. Outros trabalhos como os [37] e [48] o fazem por meio de técnicas de circuitos magnéticos equivalentes.

Os autores da referência [38], M. Fasi et al.(2016), desenvolvem um processo de síntese de máquina a partir de um modelo baseado em elementos finitos (EF). Partindo de características predeterminadas, o trabalho usa um método numérico junto do modelo de EF para estimar as melhores dimensões do motor. A análise levantou alguns perfis de máquinas eficazes em termos construtivos. No final foi destacada uma máquina de 130kg, 20Nm e 22A de torque e corrente nominal. P. R. Upadhyay e K. R. Rajagopa, referência

[33] de 2006, fizeram um trabalho semelhante no qual estava disponível um simulador que representava o motor e tratava da distribuição de fluxo por meio de uma análise de EF. Guiado por um algoritmo, o simulador mudava propriedades espaciais e materiais do motor com intuito de otimizar certas características como eficiência da máquina e ruído de torque. No fim são desenvolvidos três perfis de motor para diferentes potências, sendo um deles de 20kW e 97,42% de eficiência.

P. Kurronen e J. Pyrhönen, da referência [33] (2007), expõem uma técnica mais rápida que a análise de EF no campo de avaliação do desempenho do motor: a análise do fluxo por meio de circuitos magnéticos equivalentes. Eles medem a eficácia dessa técnica com uma análise do ruído de torque. Os autores fazem um levantamento analítico da distribuição de fluxo de um ímã permanente com um determinado formato e usam circuitos magnéticos para saber como esse fluxo interage com o resto do motor. Depois de analisar as equações de torque considerando a distribuição de condutores, os autores demonstram que os resultados dessa técnica são muito semelhantes ao de uma análise feita por elementos finitos. S. H. Rhyu et al., [48] (2017), também exploram as vantagens que simulações de circuitos magnéticos trazem. No trabalho é feito um levantamento das constantes de torque e tensão induzida com grandezas vindas de um circuito magnético equivalente. Na sequência eles fazem um refinamento da técnica com o auxílio de um simulador com EF. Por fim as constantes puderam ser mensuradas e, quando comparadas com os resultados de outras técnicas mais complexas, apresentavam uma discrepância de 10%.

Alguns artigos utilizam máquinas que já foram construídas e fazem uma caracterização das máquinas com curvas de torque, corrente e eficiência. Esses trabalhos estão nas referências [34], [36], [37], [40] e [41]. A maioria dessas máquinas são diferentes entre si. Foram observadas variações de número de discos, se eram 2, 3 ou 5. Variados tipos de organização dos estatores também foram observadas. Os trabalhos foram realizados em motores que tinha um rotor envolto por dois estatores e o contrário também foi observado. Diferentes formatos de ímãs e materiais nos núcleos também apareceram. A Figura 2.22 traz o motor usado pelos autores da referência [34].

Os motores de fluxo axial também tem o seu espaço na indústria, principalmente em aplicações automotivas que valorizam a alta densidade torque desses motores. A MAGNAX [2] apresenta uma linha diversificada de motores, o AXF275 se destaca como motor padrão para essas aplicações sendo um motor de 15kW capaz de girar até 10 000 rpm, esse motor está na Figura 2.23.

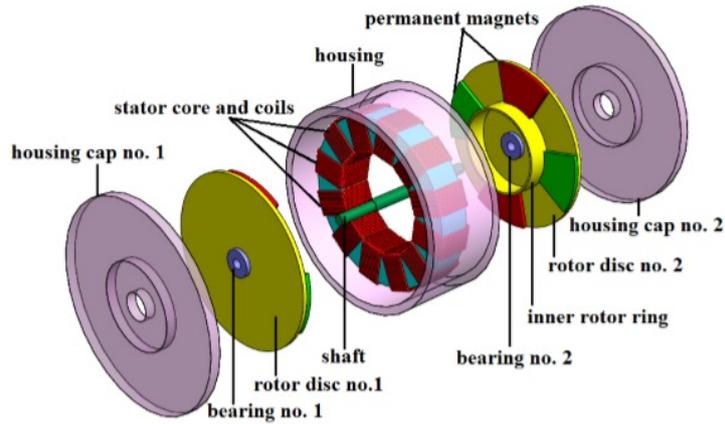


Figura 2.22: Motor de fluxo axial da referência [34] .



Figura 2.23: Motor AXF275 da Magnax. Referência [2] .

## 2.3 Inversores

Inversores são conversores de tensão contínua em tensão alternada. Eles fazem isso por meio do chaveamento de alguma chave eletrônica. O inversor é essencial em aplicações automotivas, pois elas geralmente usam baterias, ao passo que vários motores dependem de uma corrente alternada com frequência variável.

Um dos elementos de chaveamento mais comuns é o transistor que, nesse tipo de aplicação, pode ser visto como um tipo de chave controlada por tensão ou corrente. O inversor gera pulsos que variam entre duas amplitudes bem específicas, mesmo assim, por meio da modulação é possível estabelecer sinais mais complexos. A Figura 2.24 ilustra a estrutura básica de um inversor monofásico ideal.

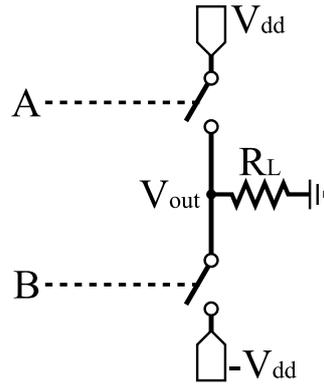


Figura 2.24: Inversor monofásico básico.

A tensão de saída é controlada pelos sinais de controle **A** e **B**. Esses sinais são digitais e quando assumem um valor lógico alto, significa que o interruptor está fechado. O modelo apresentado pode assumir 4 estados por causa das combinações de **A** e **B**. O estado de tensão de saída alta é estabelecido por  $A\bar{B}$ , o de tensão baixa é gerado por  $\bar{A}B$ , o estado desligado, no qual a tensão de saída é zero e a impedância tende a infinito, é estabelecido por  $\bar{A}\bar{B}$ , por fim, há um estado de curto-circuito no qual os dois interruptores estão fechados, esse estado é criado por  $AB$  e deve ser evitado a todo custo.

Um modo de se evitar o estado proibido é colocar um circuito lógico de proteção entre os sinais de controle e as entradas de controle dos interruptores. Com a introdução dos sinais  $A_i$  e  $B_i$  como os sinais associados à abertura dos interruptores, é possível construir a Tabela 2.1 que relaciona os sinais **A** e **B**, que tem origem em um sistema de controle do inversor, com  $A_i$  e  $B_i$ . A partir da Tabela 2.1 é possível construir funções lógicas para  $A_i$  e  $B_i$  que são apresentados na Figura 2.25.

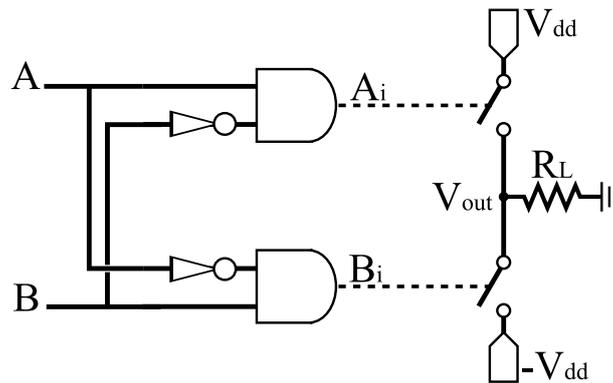


Figura 2.25: Circuito de proteção lógica.

O inversor da Figura 2.24 só seria capaz de submeter uma diferença de potencial de metade da máxima disponível. Para aproveitar melhor os níveis de tensão, é necessária a

Tabela 2.1: Combinações de saídas e entradas da proteção lógica do inversor.

| <b>A</b> | <b>B</b> | <b>Ai</b> | <b>Bi</b> |
|----------|----------|-----------|-----------|
| 0        | 0        | 0         | 0         |
| 0        | 1        | 0         | 1         |
| 1        | 0        | 1         | 0         |
| 1        | 1        | 0         | 0         |

introdução de um segundo par de transistores, como mostra a Figura 2.26. A Figura 2.27 mostra uma relação da tensão aplicada no resistor com os sinais de controle dos transistores.

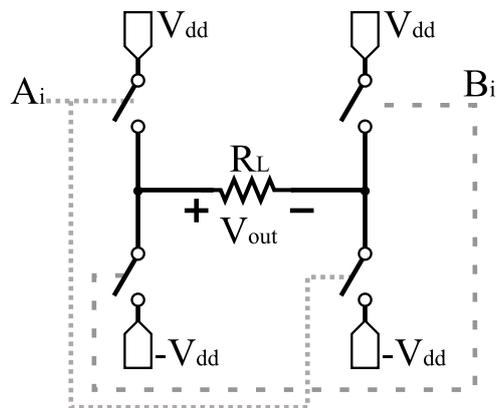


Figura 2.26: Inversor de onda completa.

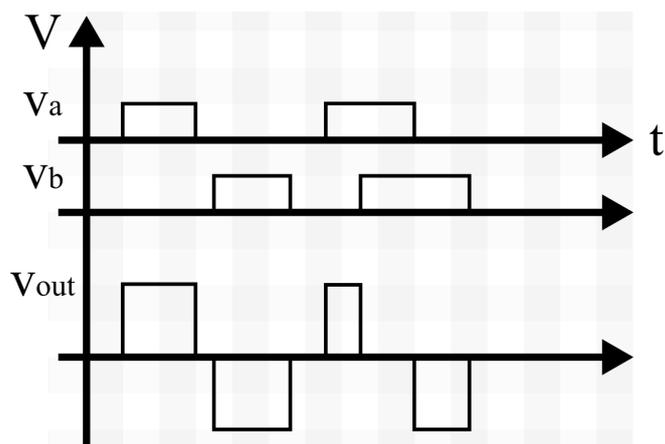


Figura 2.27: Relação de sinais de entrada e saída em uma ponte H.

### 2.3.1 Topologias de inversores

Os inversores podem ser feitos com outras combinações de elementos chaveadores para estabelecer uma comutação de multinível. A vantagem desse tipo de topologia é a possibilidade de criar formas de ondas complexas com o inversor sem gerar componentes de frequências superiores. Essas componentes podem piorar a qualidade da energia entregue pelo inversor.

A classe mais simples, apresentada até então, estabelece dois níveis por fase. Nesse esquema simples, quando os dois elementos chaveadores da fase estão abertos, o nó associado é submetido a alta impedância do ponto de vista carga. Uma adaptação nesse esquema mais simples dá origem a um inversor de três níveis[46][47]. Isto é possível pela adição de transistores que conectam a carga em uma tensão de terra. Uma segunda adaptação usa um arranjo com mais transistores e capacitores para estabelecer níveis intermediários, a repetição dessas estruturas são aplicadas para criar mais níveis. A Figura 2.28 exemplifica um inversor de 3 níveis.

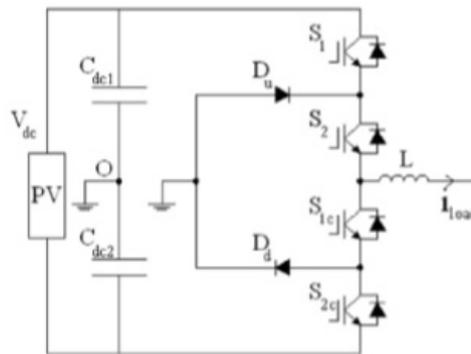


Figura 2.28: Inversor monofásico de 3 níveis. Retirado da referência [46] .

Um inversor multinível serve muito bem para máquinas de corrente alternada. Eles evitam o uso de filtros e a operação com componente de frequências superiores a de operação, fenômeno que induz ruído na máquina e provoca aquecimento desnecessário. Por outro lado, o motor BLDC é comumente alimentado com ondas quadradas de tensão, por essa razão os inversores de dois e três níveis servem muito bem para essas máquinas.

### 2.3.2 Modulação PWM

Modulação é o processo em que se muda alguma propriedade matemática de um sinal portador, sinal com características compatíveis com um determinado meio de transmissão de sinais, a partir de um sinal modulante que é aquele que carrega a informação que se deseja transmitir. O PWM (pulse width modulation) é uma técnica específica de

modulação seu objetivo é a transmissão de sinais contínuos na amplitude em um meio que varia em níveis de tensão bem restritos. O cerne da técnica é fazer a amplitude de um sinal ter relação com a duração temporal que um pulso pode ter. As características do PWM fazem dessa técnica um dos recursos fundamentais na operação de um inversor, com ela é possível submeter cargas às tensões que estão entre o nível máximo e o mínimo do inversor.

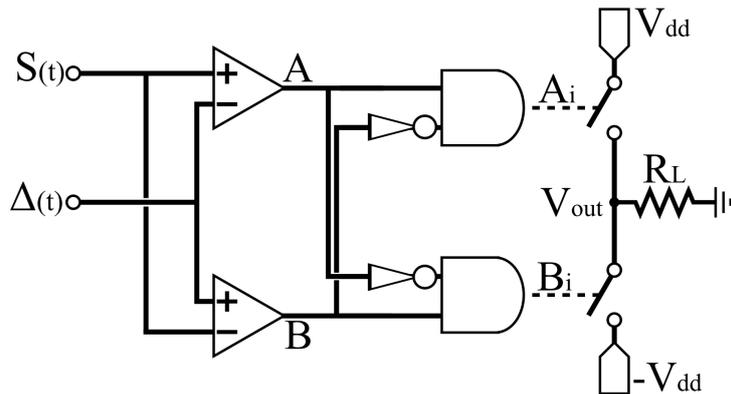


Figura 2.29: Comparadores adicionados ao inversor .

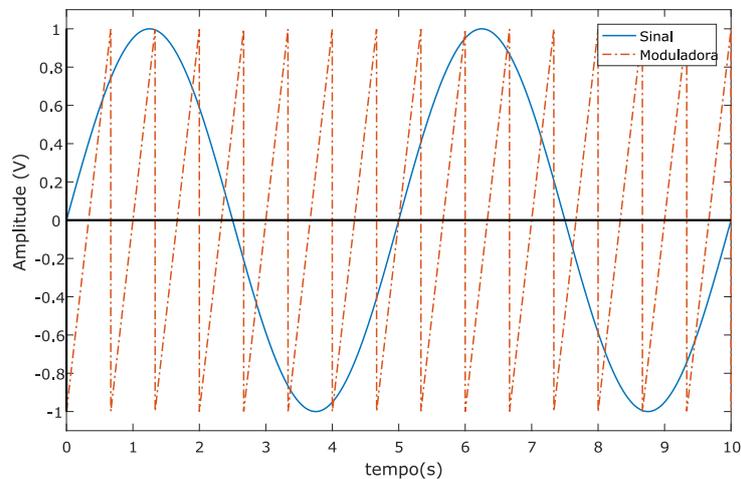


Figura 2.30: Sinal e onda moduladora.

O processo de modulação começa com a comparação do sinal de entrada modulante com uma onda triangular portadora. Quando a modulante é maior que a portadora o inversor deve submeter a carga à maior tensão disponível, quando ocorre o contrário, o inversor deve aplicar a tensão negativa na carga. Com a utilização de comparadores são gerados os sinais A e B como no modelo da Figura 2.26. A Figura 2.29 mostra os comparadores inseridos na topologia do inversor, ela também mostra um sinal modulador e a

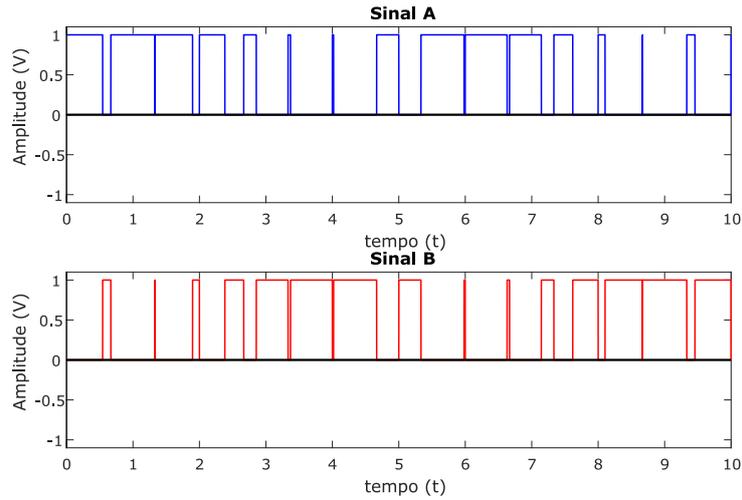


Figura 2.31: Sinais resultantes do processo de comparação da onda de interesse com a moduladora .

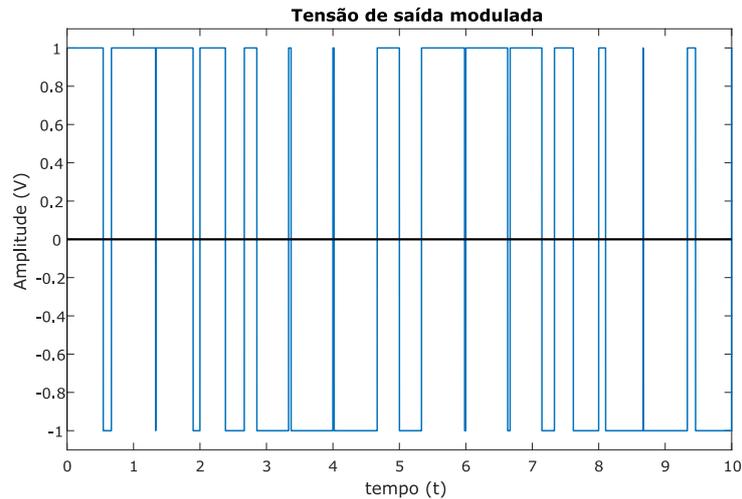


Figura 2.32: Sinal modulado na saída do inversor.

função portadora, identificados por  $S(t)$  e  $\Delta(t)$ , sinais que estão ilustrados na figura Figura 2.30. Os sinais A e B criados pelo processo de modulação estão na figura Figura 2.31. No fim, na Figura 2.32, está a onda gerada por um inversor caso fosse controlado por esses sinais A e B.

### 2.3.3 Transistores

Os transistores são elementos de circuito que surgiram com os avanços da tecnologia dos dispositivos de estado sólido que foram presenciados no século XX. Os transistores são, em geral, dispositivos de três terminais. A condutância que existe entre dois desses terminais

é controlada pela tensão ou corrente que se aplica em um terceiro. As propriedades elétricas dos transistores são obtidas pela sua construção que envolve combinações de diferentes camadas de materiais semicondutores. Dois tipos básicos de transistores foram amplamente desenvolvidos: o bipolar e o de efeito de campo. Seus símbolos e terminais estão representados na Figura 2.33.

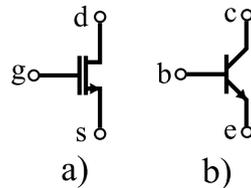


Figura 2.33: a) Transistor NMOS. b) Transistor NPN.

O transistor bipolar (do inglês, bipolar junction transistor, BJT) foi o primeiro tipo construído na história. Eles se tornaram vitais em aplicações analógicas e digitais, embora hoje em dia eles tenham perdido espaço para os transistores de efeito de campo. O BJT apresenta junções de semicondutores em seus três terminais e faz o controle da corrente entre os terminais de coletor e emissor por meio da corrente que flui entre base e emissor. O transistor de efeito de campo (do inglês, metal-oxide-semiconductor field-effect transistor, MOSFET) foi projetado antes do BJT, mas sua manufatura só se tornou possível anos mais tarde. O MOSFET ganhou protagonismo em circuitos eletrônicos, principalmente em aplicações digitais, isso se deve ao fato desses componentes serem mais compactos e por dissiparem menos energia [19]. O MOSFET apresenta um corpo feito de um determinado semicondutor com impurezas que está ligado a dois terminais, drain e source, feitos de semicondutores com a impureza oposta. Acima da região que ficam entre esses contatos, é colocado um isolante e o terminal de gate. Quando uma tensão é estabelecida no gate, as cargas do corpo do transistor são atraídas para a região que fica abaixo do isolante, isso estabelece um canal de condução entre drain e source. A composição básica dos MOSFET está ilustrada na Figura 2.34.

Os transistores MOSFET consomem pouca potência, podem operar em uma ampla faixa de frequências e são comercialmente populares. Esses fatores destacaram esses dispositivos como ideais para o inversor desenvolvido nesse trabalho, por essa razão esse capítulo tratará da operação de MOSFETS.

### 2.3.4 Propriedades elétricas do MOSFET

A relação entre as tensões aplicadas nos três terminais do MOSFET da origem a modos de operação específicos. A Figura 2.35 mostra um circuito de teste para investigação das

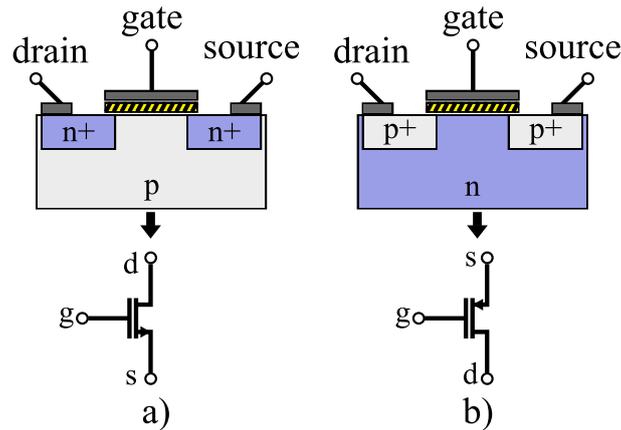


Figura 2.34: Camadas de semicondutores dos transistores CMOS. a)NMOS. b)PMOS.

propriedades elétricas do transistor NMOS.

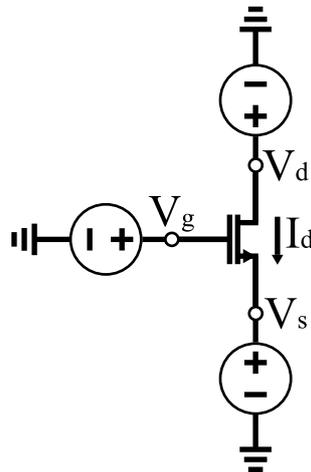


Figura 2.35: Circuito para desenvolvimento da corrente de drain.

O propósito de um circuito como o da Figura 2.35 é avaliar como a corrente entre drain e source muda de acordo com as tensões nos terminais. Um primeiro fato básico é observado, não há corrente quando a tensão entre gate e source,  $V_{gs}$ , for menor que um limiar,  $V_{th}$  (tensão de threshold). Esse modo é conhecido como corte. Quando finalmente  $V_{gs}$  supera  $V_{th}$ , começa a surgir corrente no transistor nessa condição existem dois modos possíveis: triodo e saturação. A diferença entre  $V_{gs}$  e  $V_{th}$  é conhecida como tensão de overdrive,  $V_{ov}$ . Quando a tensão de overdrive é positiva e maior que a tensão entre drain e source,  $V_{ds}$ , o transistor entra em modo de triodo. Neste modo é observado um aumento na corrente à medida que  $V_{ds}$  aumenta com um  $V_{gs}$  constante. O incremento da corrente por meio de  $V_{ds}$  encontra uma saturação a partir do ponto em que  $V_{ds}$  se torna maior que  $V_{ov}$ . Este é justamente o modo de saturação que é aquele que apresenta corrente, mas

sem variar tanto. A Figura 2.36 mostra curvas de corrente do transistor para variações de  $V_{ds}$  com valores constantes de  $V_{gs}$ .

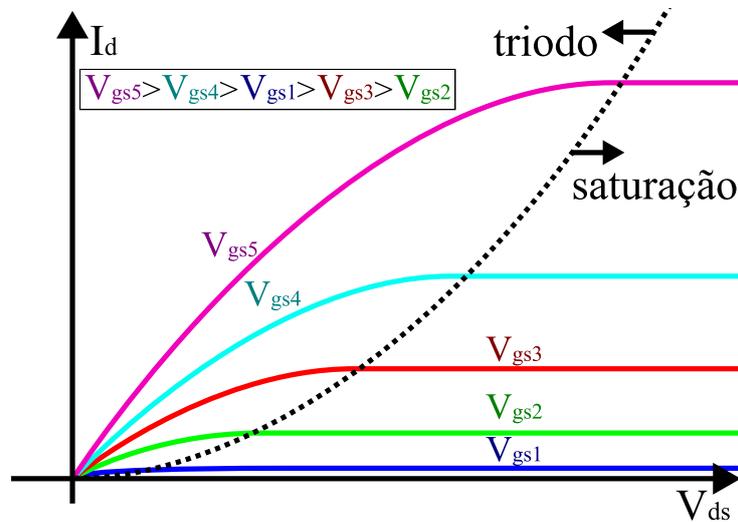


Figura 2.36: Curvas de  $I_d$  por  $V_{ds}$  com diferentes  $V_{gs}$ .

O modo de triodo é o modo visado quando se fala no uso do MOSFET como chave, é neste modo em que se observa as menores resistências de condução. O gráfico da Figura 2.36 é uma curva da corrente do transistor pela tensão aplicada nos terminais de condução, logo a sua derivada é justamente a condutância do dispositivo e as maiores condutâncias são observadas na região de triodo.

### 2.3.5 MOSFET como interruptor

A forma mais simples de acionar um transistor MOS como interruptor é na configuração de poço/fonte de corrente. Nesta topologia o source do transistor N está ligado à referência e o source do transistor P está conectado à tensão de alimentação. A Figura 2.37 ilustra essa configuração.

O poço de corrente é uma topologia em que facilmente se ajusta o transistor para ficar modo triodo. Uma vez que  $V_{gs}$  supera  $V_{th}$ , surge uma corrente que provoca uma queda de tensão em torno da carga. Como o aumento de  $V_{gs}$  provoca um aumento de  $I_d$ , o transistor acaba no modo triodo. Para tecnologias típicas, uma tensão de gate de 3V já é o suficiente para deixar o transistor em triodo. O equivalente acontece quando transistor P é submetido a uma tensão de gate que seja menor que a tensão de alimentação.

Um par de transistor N com P é capaz de formar uma estrutura básica de inversão de tensão. Polarizar os transistores em um circuito como a Figura 2.24 não é uma tarefa complicada. Há um problema em usar transistores P, eles não são muito práticos, pois

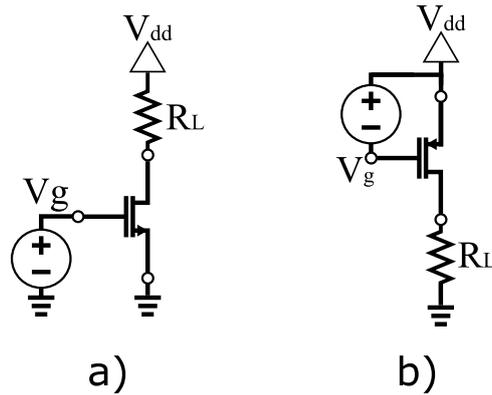


Figura 2.37: Transistores na configuração de poço de corrente.

esses transistores são mais raros comercialmente. Resta usar um transistor NMOS na parte de tensão alta do inversor. A Figura 2.38 mostra esses dois modelos de inversor.

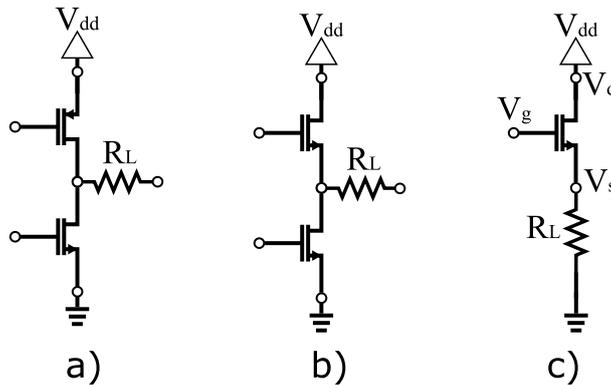


Figura 2.38: a) Par inversor NMOS e PMOS. b) Par inversor NMOS e NMOS. c) Transistor NMOS como seguidor de fonte.

O uso do transistor NMOS como interruptor na parte superior do ramo inversor tem uma dificuldade adicional. Para polarizar o transistor no modo triodo, é necessário usar uma tensão maior que a que alimenta o drain do transistor. O problema é que a tensão de drain costuma ser a maior tensão disponível, então uma estratégia de polarização dos transistores precisam ser aplicada. Caso a tensão de alimentação fosse aplicada no gate, a queda de tensão entre drain e source seria de no mínimo de  $V_{th}$ . Isso coloca o transistor no limiar entre o estado de saturação e de triodo. Usar transistor nessas condições seria péssimo para o desempenho do inversor, além de um subaproveitamento da tensão, ocorreria uma considerável dissipação de potência no dispositivo. O gráfico da Figura 2.39 mostra como a tensão  $V_{ds}$  muda com o incremento de  $V_g$ . Note que  $V_{ds}$  só cai para muito próximo de zero, quando  $V_g$  atinge tensões maiores que  $V_{dd}$  mais  $V_{th}$ .

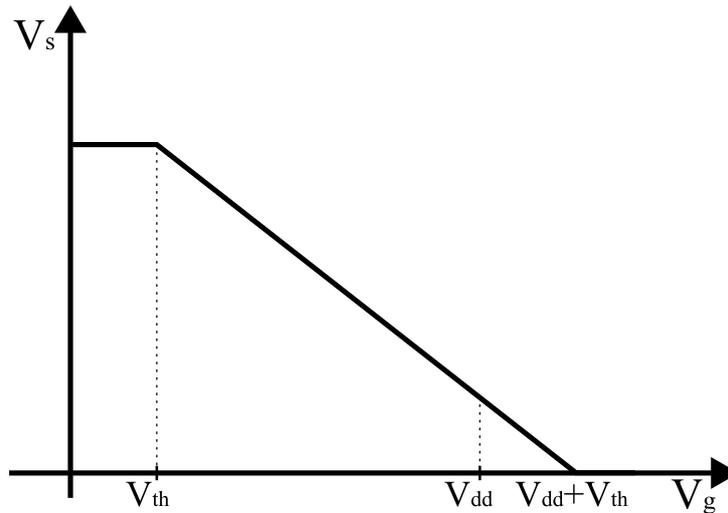


Figura 2.39: Variação de  $V_{ds}$  para incrementos da tensão de gate na configuração da Figura 2.38-c .

### 2.3.6 Gate driver

Um circuito de operação da tensão de gate dos transistores MOS é conhecido como gate driver. Esse tipo de circuito tem que polarizar propriamente os transistores do lado de alta e baixa tensão do inversor. Outra característica desejável para um circuito assim é a separação dos domínios de potência e de processamento de sinais. Para as tecnologias usadas neste trabalho, uma tensão  $V_{gs}$  de 5V já seria o suficiente para deixar os transistores em modo triodo, no entanto uma tensão de 15V se mantém no limite aceitável e impõe no transistor uma resistência de condução ainda mais baixa. A Figura 2.40 mostra um bloco genérico que representa o gate driver, ela indica a sua tensão de alimentação e a relação com sinais digitais que vem de blocos de processamento e com os transistores de uma fase do inversor.

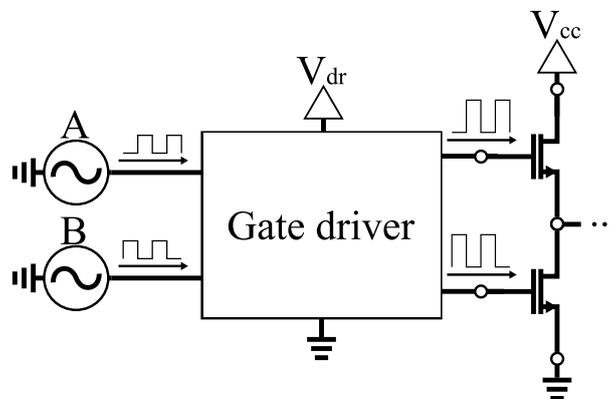


Figura 2.40: Diagrama de blocos do gate driver.

Na Figura 2.40 a tensão de alimentação do inversor é  $V_{cc}$ , esta é a tensão máxima submetida a carga. Este valor pode ir de poucos volts até 200V para as tecnologias usadas.  $V_{dr}$  é a tensão de alimentação do gate driver, essa é a tensão será submetida entre os terminais de source e gate dos transistores, tipicamente, está na faixa de 5V a 15V. Os sinais de processamento estão enquadrados em uma faixa de 0V a 5V.

No gate driver, algum tipo de dispositivo chaveador deve conectar o gates dos transistores a  $V_{dr}$  quando for necessário, a referência [20] sugere um inversor push-pull para a tarefa. Este tipo de estrutura tem a vantagem de consumir pouca potência quando está em operação. Uma outra estrutura deve ser responsável por ligar o push-pull aos sinais de entrada do gate driver. Uma possível solução é o uso de um transistor ligado a referência, o seu acionamento controla a corrente nas entras do inversor push-pull.

A Figura 2.41 mostra esse driver que foi descrito até agora, é claro, esse circuito serve para polarizar apropriadamente os transistores do lado de baixo do inversor.

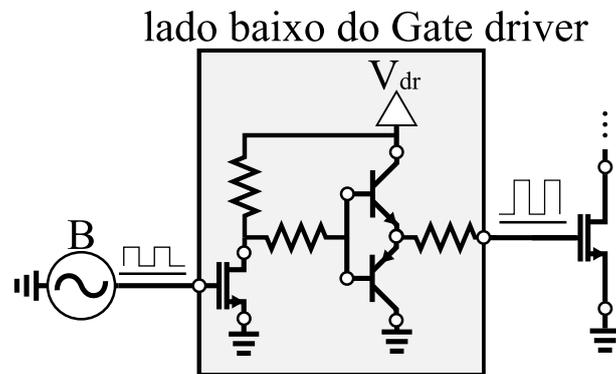


Figura 2.41: Gate driver dos transistores do lado de baixa tensão.

Um circuito como o da Figura 2.41 não seria suficientemente efetivo para acionar os transistores N no lado de alta tensão do inversor. Este circuito só poderia submeter o gate a uma tensão igual a  $V_{dr}$  que geralmente é igual ou menor que  $V_{cc}$ , isso traria todos os problemas de polarização que foram discutidos.

Uma solução muito simples seria o uso de um  $V_{dr}$  maior que  $V_{cc}$  o que poderia ser feito com o uso de uma fonte adicional. O problema dessa solução seria o subaproveitamento das tensões e fontes disponíveis, isso porque o inversor usaria um nível de tensão menor que o disponível e o uso de uma fonte extra aumentaria o volume e a massa do sistema, caso que implica na diminuição da densidade de potência do conjunto.

A referência [20] apresenta alguns circuitos capazes de criar um nível de tensão para o gate que seja maior que  $V_{cc}$ . Uma das soluções mais simples e robustas é a introdução de um circuito de bootstrapping, trata-se de um circuito de referência flutuante ligado ao source dos transistores. Um capacitor se liga no source do transistor e é conectado a  $V_{dr}$

por meio de um diodo. O inversor push-pull e todo o resto da estrutura de alimentação do gate vai em paralelo com esse capacitor. A Figura 2.42 detalha esse driver com os elementos de bootstrapping. A tensão  $V_{boot}$  é a tensão do polo positivo do diodo, a tensão  $V_s$ , é a tensão de fase que também é a tensão no source do transistor. O funcionamento do circuito acontece em duas fases. A primeira fase é a carga, pois, o driver só pode funcionar se houver uma carga antes. A segunda é a descarga que é quando há uma elevação na tensão do source e capacitor passa a alimentar o driver.

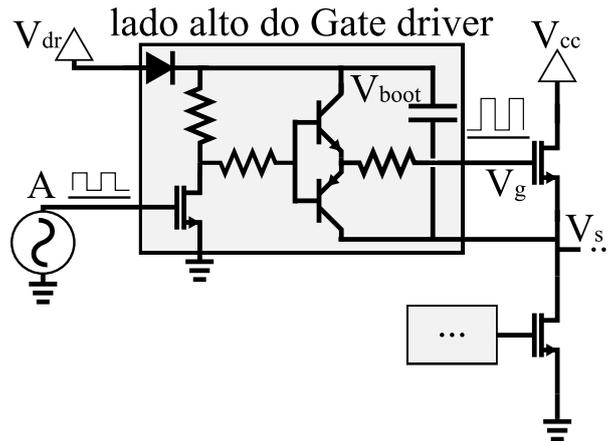


Figura 2.42: Gate driver dos transistores do lado de tensão alta.

O carregamento ocorre quando  $V_s$  cai a próximo de zero devido ao acionamento do transistor de baixo. Neste momento o capacitor é carregado com a tensão de  $V_{dr}$ , depois disso a tensão  $V_{boot}$  passa a valer  $V_s + V_{dr}$ , isso significa que quando  $V_s$  deixar de ser zero,  $V_{boot}$  será maior que  $V_{dr}$  e o diodo impede que o capacitor se descarregue. Uma vez que o inversor push-pull é acionado, ele submete o gate a uma tensão que asseguradamente é maior que  $V_s$ . Isso põe o transistor de alta para conduzir, fato que modifica a tensão  $V_s$ , mesmo assim, devido ao capacitor, a tensão aplicada ao gate é  $V_{boot}$  que continua sendo  $V_s$  mais  $V_{dr}$ . Durante a descarga, o capacitor de bootstrapping alimenta o inversor push-pull e o seu transistor de controle. Parte da carga do capacitor é usada para polarizar o gate do transistor do inversor. Esses fatores causam a descarga do capacitor e depois de um tempo o driver perde a capacidade de polarizar o transistor de alta. A Figura 2.43 mostra a forma de onda da tensão de saída do inversor,  $V_s$ , junto dela são mostrados os sinais de entrada e as tensões  $V_{boot}$  e  $V_g$  ao longo do tempo.

Este princípio estudado completa uma das possibilidades de operadores de gate feitos para lidarem com inversores que só usam transistores NMOS.

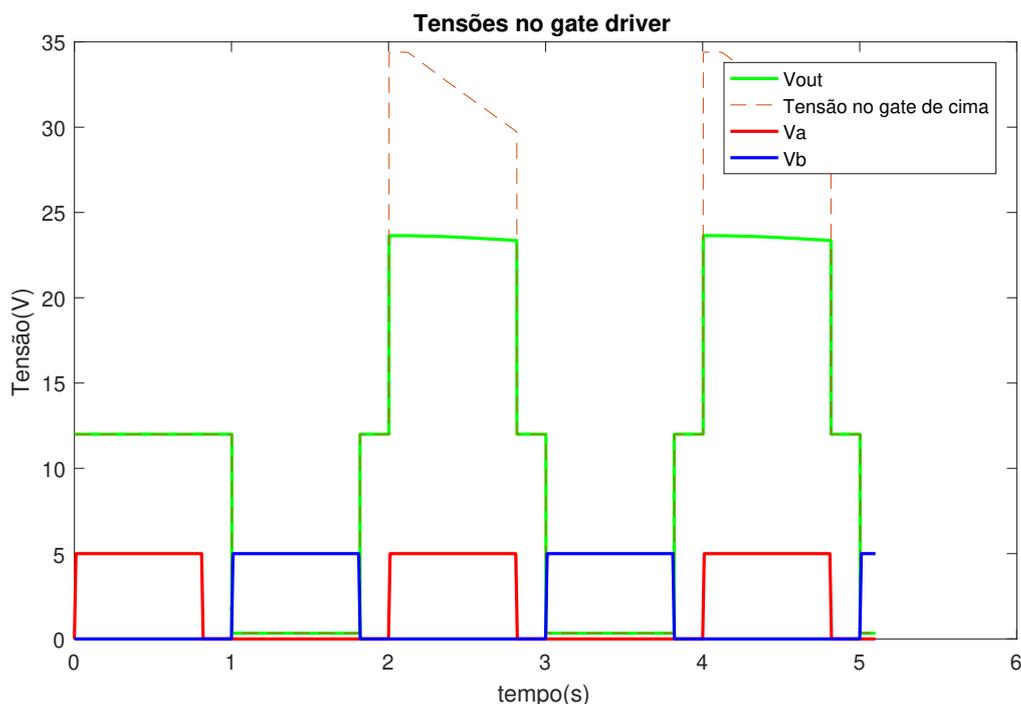


Figura 2.43: Sinais de tensão do gate driver ao longo do tempo.

## 2.4 Sensores

A operação de um motor brushless é auxiliada pela medida de grandezas elétricas e mecânicas envolvidas no processo. Três das grandezas mais importantes são a posição angular do rotor, a sua velocidade angular e as correntes do motor. Uma série de dispositivos de instrumentação surgem em uma malha de medição com a função de coletar informação sobre essas variáveis de interesse e adaptá-las para um microprocessador.

### 2.4.1 Sensor Hall

O efeito Hall foi descoberto por Edwin Hall em 1879, na época, ele procurava observar como que a resistência de um condutor pode mudar quando este é exposto a um campo magnético, mas ele acabou descobrindo um fenômeno diferente que foi nomeado de efeito Hall.

Para a explicação do fenômeno a Figura 2.44 ilustra os elementos envolvidos no efeito hall. Na imagem está representada uma fina placa condutora, uma fonte estabelece uma corrente que atravessa a placa, na Figura 2.44-b essa placa está imersa em um campo magnético uniforme.

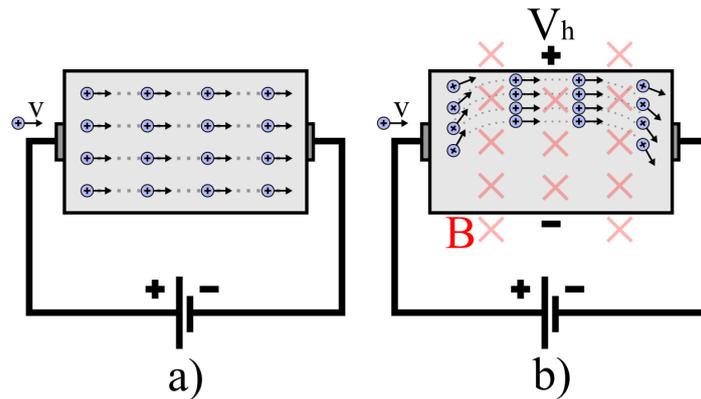


Figura 2.44: Placa condutora imersa em campo magnético.

Os elétrons que atravessam a placa sem a presença de campo magnético desenham uma trajetória quase retilínea. Quando este mesmo conjunto está imerso em uma região com campo magnético, surge uma força magnética que desvia os elétrons de sua trajetória, logo uma das extremidades da placa vai apresentar uma densidade de carga maior. Como consequência, surge uma diferença de potencial entre essas extremidades.

A detecção de campo magnético por meio de um instrumento que indica isso com uma tensão faz do sensor Hall um dos componentes mais comuns em detecções de campo magnético ou mesmo na detecção da posição de objetos por meio de ímãs que são colocados neles.

O módulo da tensão de Hall é proporcional à corrente e à densidade de fluxo incidente de tal modo que é possível usar o sensor Hall em uma aplicação analógica, como, por exemplo, a medição de uma determinada densidade de fluxo. Por outro lado, muitos dispositivos de efeito Hall são feitos para aplicações digitais, tarefas nas quais é necessário apenas descobrir se a densidade de fluxo magnético excedeu um limite ou não. Geralmente a tensão de Hall em um dispositivo típico é bem baixa, um circuito de tratamento de sinal surge para elevar essa tensão e deixá-la em níveis mais compatíveis com uma lógica digital. A Figura 2.45 retirada da referência [22] mostra um dos circuitos típicos que estão presentes em um sensor Hall. A Figura 2.46 ilustra um circuito comum para utilização do sensor.

O circuito da Figura 2.46 mostra a saída de tensão de sensor Hall, nesta topologia o sensor apresenta uma lógica invertida em que a tensão alta representa um estado de repouso onde o campo incidente é zero ou negativo e a tensão de saída baixa indica a presença de um campo positivo.

Os estados de operação e desligado do sensor são determinados por como é a densidade de fluxo magnético que atravessa o mesmo. Um gráfico de estado do sensor por densidade

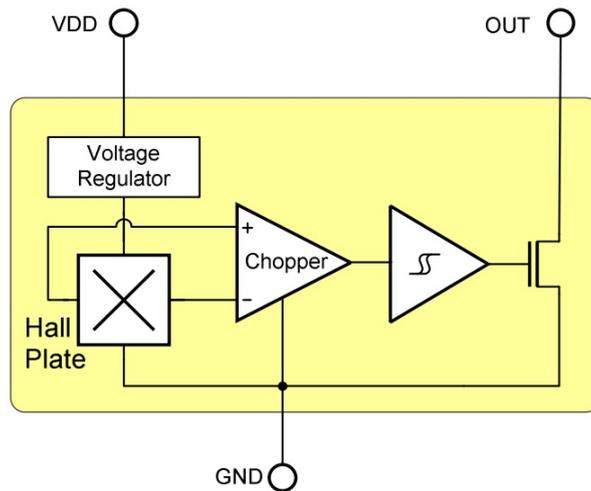


Figura 2.45: Elementos contidos em um sensor Hall.

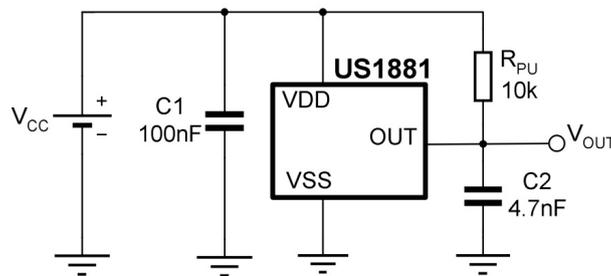


Figura 2.46: Circuito com o sensor Hall.

de fluxo revela o comportamento de dois tipos de sensores Hall: o unipolar e o bipolar. O dispositivo unipolar apresenta uma curva de histerese deslocada para um dos quadrantes do gráfico. Ocorre que o valor mínimo e máximo para transição de estado do unipolar são ambos positivos ou negativos. No caso positivo, por exemplo, quando a densidade de fluxo assume um valor mínimo o dispositivo entra no estado desligado e permanece assim mesmo que densidade seja zero ou negativa, como mostra a Figura 2.47. Para o dispositivo bipolar, a curva de histerese se situa entre os dois quadrantes, nesse caso o sensor apresenta uma propriedade de memória semelhante a de um latch. Quando a densidade de fluxo é zero, o sensor permanece no estado em que estava antes. A diferença entre os sensores unipolar e bipolar é importante para a identificação do campo magnético dentro do motor.

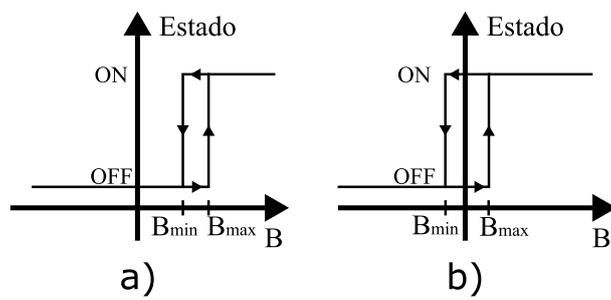


Figura 2.47: a) Relação entre estado e campo incidente para o sensor Hall unipolar. b) Relação para o bipolar. Referência [22](adaptado) .

# Capítulo 3

## Materiais e desenvolvimento do sistema de controle

### 3.1 Desenvolvimento da bancada de tração híbrida

Durante a criação da bancada, o motor de um Gurgel BR-800, veículo de combustão interna, teve acoplado em seu eixo um motor de ímãs permanentes de fluxo axial que foi construído no campus Gama da UnB. A configuração da bancada aproxima o sistema todo para uma topologia híbrida paralela.

Todo um sistema de operação elétrica precisa ser desenvolvido para o motor elétrico, trata-se de uma rede de comandos, geração de tensões alternadas e de medição de sinais vitais e de interesse para a operação da bancada. Este sistema segue a esquema da Figura 3.1, ele é composto por uma fonte de corrente contínua, um inversor que converte essa corrente, um circuito de driver que controle o inversor, uma malha de medição de sinais que avaliam o estado da bancada e um microprocessador que controla esses sistemas. Os sensores são: um amperímetro, três sensores Hall para detecção do campo magnético do rotor e um sensor de velocidade que também é baseado em feito Hall. Esse capítulo trata da descrição dos componentes da bancada e de seu desenvolvimento.

#### 3.1.1 Método de desenvolvimento

A bancada de estudos é a junção de alguns sistemas eletrônicos, a criação desses sistemas segue toda a orientação de tecnologias que foi vista na seção de revisão teórica. No processo de desenvolvimento alguns problemas no desempenho do sistema podem aparecer. Uma metodologia deve ser usada para aplicar correções e garantir que a bancada possa ser operada da melhor maneira possível. A Figura 3.2 ilustra um algoritmo usado no desenvolvimento do sistema de controle do motor elétrico.

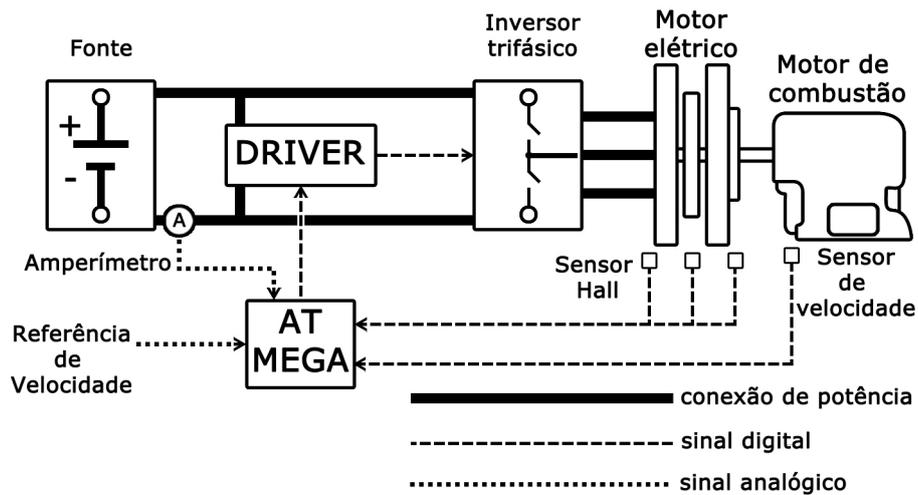


Figura 3.1: Diagrama de blocos da bancada híbrida.

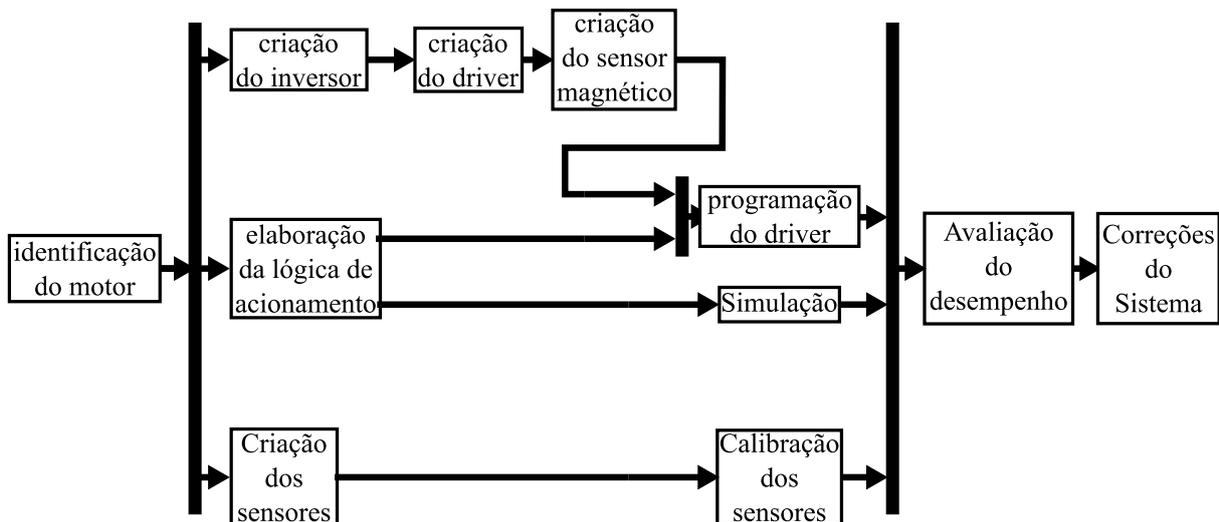


Figura 3.2: Algoritmo do trabalho.

O primeiro passo tomado é a identificação do motor. A partir do conhecimento de como os condutores se organizam no rotor e estator e da presença e organização de ímãs permanentes é feita uma classificação de quais tipos de motor elétrico melhor se enquadram para essa máquina. Esse processo é importante para se saber como acionar a máquina. A resistência dos condutores também é importante, pois ela determina o limite de corrente que sai do inversor para o motor.

Depois da identificação, o trabalho se divide em uma sequência de tarefas em paralelo que integram a segunda etapa do trabalho. Um desses ramos trata do desenvolvimento do inversor, do driver e dos sensores de campo magnético. Este passo é baseado na escolha dos

Tabela 3.1: Ficha técnica do Enerton.

|                  |                                   |
|------------------|-----------------------------------|
| Cilindros        | 2 cilindros opostos e horizontais |
| Potência         | 32 cv a 4500 rpm                  |
| Torque           | 5,8 mkgf a 2800 rpm               |
| Peso             | 634 kg                            |
| Combustível      | gasolina                          |
| Bateria          | 12V, 45Ah                         |
| Motor de partida | elétrico 12 V e 0,8kW             |

componentes de potência e na sua montagem de modo que evite que eles se deteriorem ou que introduzam resistências desnecessárias ao inversor, também está relacionado à escolha dos componentes envolvidos no processamento de sinais e o posicionamento do sensor magnético. Outro procedimento da segunda etapa é a identificação da lógica de acionamento do motor. Dado a escolha de como as bobinas da máquina devem ser ligadas, esse conhecimento pode ser testado por meio de simulações que considerem a mesma distribuição magnética e de condutores. Depois dessa última etapa e após a confecção do driver, o microcontrolador pode ser programado de modo a operar o motor. Ainda na segunda etapa, é necessário que o desenvolvimento dos sensores e da calibração dos mesmo.

Na terceira etapa ocorre uma avaliação do desempenho do motor com o intuito de se encontrar problemas na comutação das bobinas, problemas na performance temporal do microcontrolador e aquecimento e sobrecorrentes em algum ponto do sistema todo. Os sensores do motor tem função fundamental por coletar essa informação.

## 3.2 Motores da bancada

### 3.2.1 Motor de combustão

O Gurgel BR-800 foi um carro produzido inteiramente no Brasil pela Gurgel Motores S/A e que teve relativa popularidade no final dos anos 80 e início dos 90. O carro era movido pelo motor Enerton, uma máquina a combustão de dois cilindros, com uma potência máxima de 30 CV a 5000 rpm [23]. A Tabela 3.1 uma ficha técnica que resume as características do Enerton [24]. A Figura 3.3 e Figura 3.4 mostram a bancada e o motor a combustão.

### 3.2.2 Motor de fluxo axial

A máquina elétrica é constituída de três discos dispostos ao longo do eixo de rotação, dois desses discos pertencem ao estator da máquina e o terceiro é o rotor. Este é o modelo

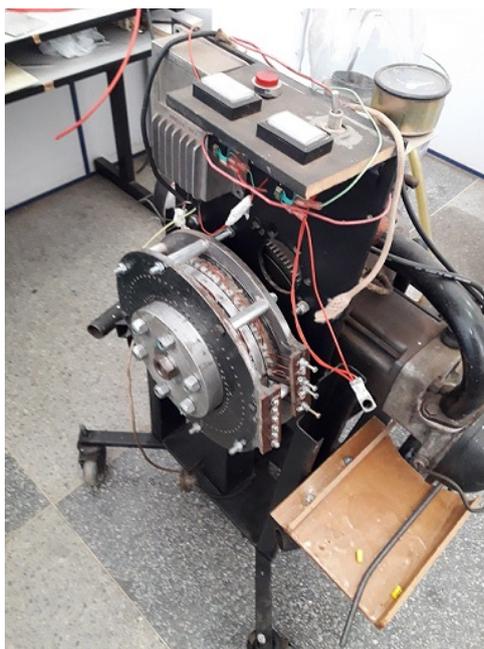


Figura 3.3: Foto da bancada.



Figura 3.4: Motor Enerton.

estator-rotor-estator visto na Figura 2.17. Os enrolamentos de armadura se encontram no estator e os ímãs permanentes estão no rotor. A Figura 3.5 e a Figura 3.6 ilustram a disposição do rotor, estator e os seus elementos.

O rotor tem o formato toroidal e é feito de aço A 26, o raio interno mede 82,4 mm e o raio externo mede 116,9 mm, e o comprimento é de 13,4 mm. O rotor foi preparado para alocar 20 polos. Cada um desses ímãs apresenta uma forma cilíndrica com diâmetro de 25,5 mm e altura 10 mm. O número de polos determina que cada polo cabe em uma janela angular de 18 graus, mas, dado as dimensões e posição dos ímãs, cada um deles ocupa um espaço angular um pouco menor, de aproximadamente 14,0°. A Figura 3.8 mostra um corte do rotor, indica os seus raios e ilustra a disposição do ímãs permanentes.

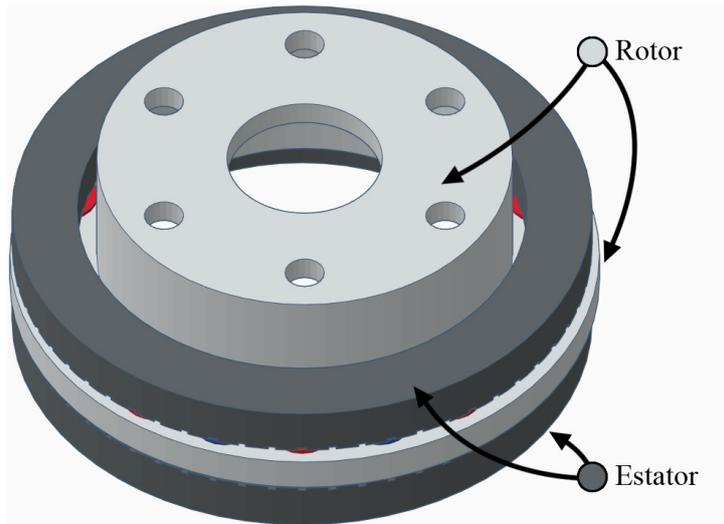


Figura 3.5: estrutura básica do motor elétrico.

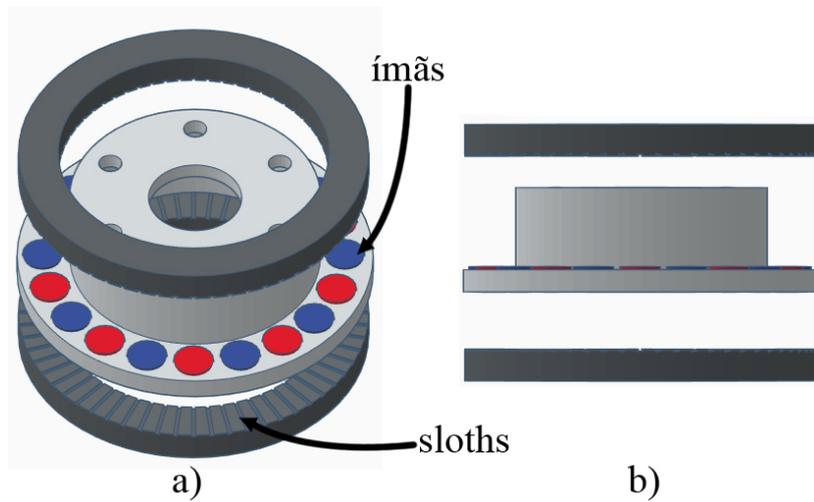


Figura 3.6: a) Componentes do estator e rotor separados. b) visão lateral com componentes separados.

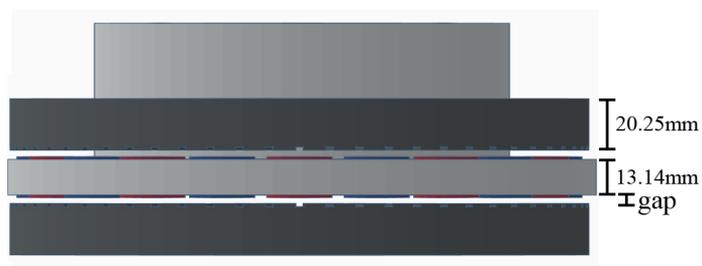


Figura 3.7: visão lateral do motor.

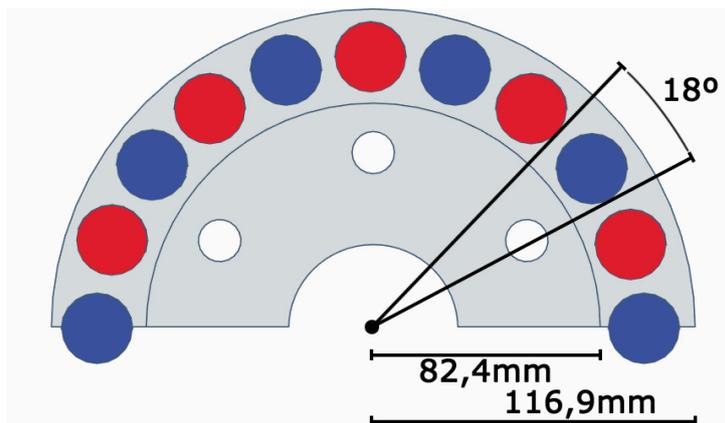


Figura 3.8: Dimensões do rotor .

O estator que é feito de aço silício também segue o esquema toroidal. Os raios interno e externo são 89,5 mm e 115 mm, respectivamente. Os dois discos receberam ranhuras para alocar os enrolamentos de 3 fases. Estes condutores estão organizados de maneira ondulada e com sobreposição de polos. Para realizar essa sobreposição, a janela de  $18^\circ$  de cada polo foi dividida em 3 partes iguais delimitadas por ranhuras, o que provoca uma defasagem angular de  $6^\circ$  entre os enrolamentos. A Figura 3.9 mostra um dos discos do estator com as ranhuras, o seu espaçamento e como os condutores de cada fase se alocam.

Como existem dois disco e cada um deles com 3 fases, o resultado é que o motor conta com 6 enrolamentos que podem ser acionados independentemente. Os terminais dos enrolamentos estão disponíveis na borneira do motor. A Figura 3.10 mostra foto da borneira e a Figura 3.11 traz um desenho esquemático que será usado para representá-la.

A escolha das denominações de letras e polaridade foi decidida de maneira arbitrária, a partir dessa escolha tem-se um ponto de partida para determinar o sentido das correntes e a conexão dos terminais. O fio dos enrolamentos é o AWG 14, cuja secção transversal é de 2,1 mm, a capacidade de corrente é de 16 A. Em medições primárias, feitas com o multímetro Minipa MX-1010, a resistência dos enrolamentos foi apontada como  $0,100 \Omega$  para os enrolamentos A, B e C e  $0,190 \Omega$  para os D, E e F. No entanto os resultados experimentais contrariaram essas medidas. Uma estimativa baseada no comprimento foi feita, a resistência final considerada como  $0,012 \Omega$ . O multímetro marcou a indutância como  $3,5 \mu H$ . Não foi possível medir as indutâncias mútuas com esse multímetro.

### 3.2.3 Conexões do motor e sentido de corrente

Uma vez que os polos da borneira foram nomeados, foi realizada uma investigação de como as bobinas podem ser acionadas para criar torque e como devem ser os condutores da borneira que permitem a associação das bobinas. Para o enrolamento **A**, quando uma

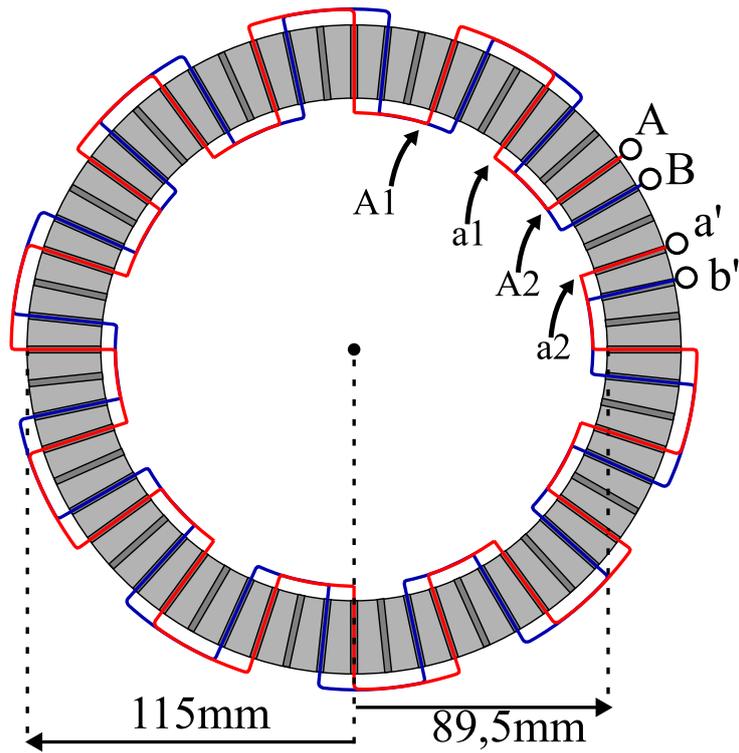


Figura 3.9: Anel estator com ranhuras e bobinas A e B .



Figura 3.10: Foto da borneira .

fonte é ligada a ele com o polo positivo conectado ao seu polo 'A', é criada uma corrente que deriva para esquerda de quem vê o motor na visão lateral, como na Figura 3.7. Uma consequência desse sentido de corrente é que os slots 'A' apresentam uma corrente que sai da circunferência do motor e os slots 'a' apresentam uma corrente que se move para dentro do círculo. Na Figura 3.13 é representado o motor em visão lateral com os enrolamentos que se entrelaçam pelos slots do motor. O enrolamento **A** foi destacado

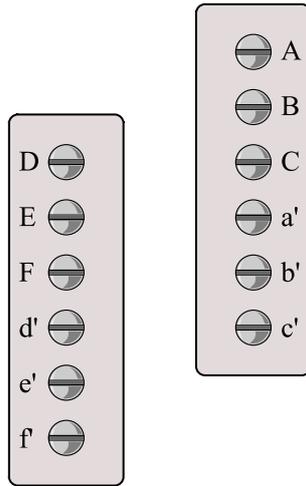


Figura 3.11: Esquemático ilustrado da borneira .

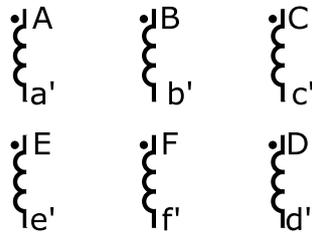


Figura 3.12: Representação em circuito dos enrolamentos .

junto com uma fonte que cria essa corrente que deriva para a esquerda.

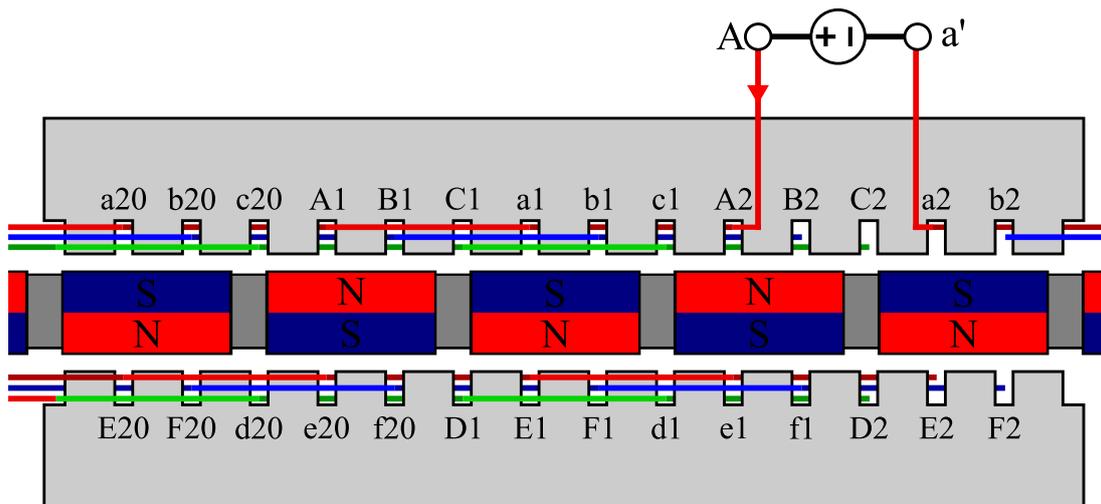


Figura 3.13: Segmento lateral planificado do motor com slots e condutores .

A aplicação da fórmula da força magnética nos ajuda a entender em que sentido o rotor

de movimentaria para uma dada corrente nos slots. Para as correntes que entram no plano da Figura 3.13, é criada uma força nos condutores que aponta para a direita quando este condutor está de face ao polo norte, para os slots do disco superior, e quando está de face para o polo sul, para os slots do disco inferior. Pela aplicação da 3ª lei de Newton, a mesma força é aplicada ao rotor, porém apontando para esquerda, sendo esta a direção do movimento do rotor. Pela Figura 3.14 fica mais clara a relação de forças entre slots de diferentes enrolamentos. Os slots que são vizinhos horizontalmente e que estão sob a influência do mesmo polo magnético devem ter corrente apontando no mesmo sentido, isso para que as suas forças magnéticas associadas se somem. O mesmo vale para slots que estejam verticalmente alinhados, como no caso de A1 e e20. As forças aplicadas nos condutores de um conjunto do slots também estão ilustradas na figura.

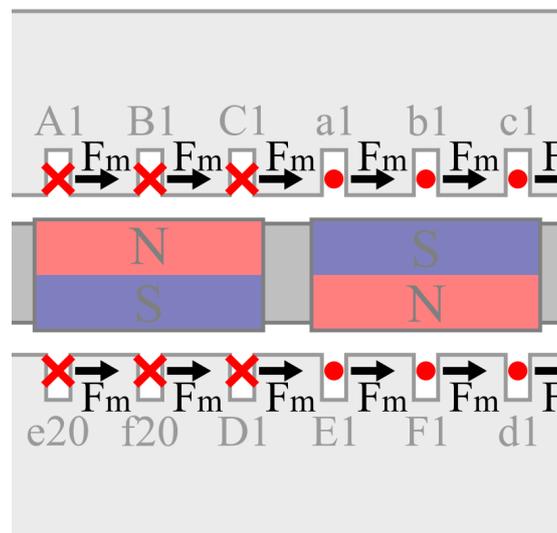


Figura 3.14: Segmento lateral com forças magnéticas para correntes que entram no plano

Devido à organização espacial dos enrolamentos, os enrolamentos do disco superior devem estar com uma defasagem fixa com aos do disco inferior. O par de enrolamentos **A/E** e **B/F** precisam ter defasagem de  $180^\circ$  elétricos, isto é, quando uma bobina é polarizada diretamente, a outra deve ser ligada ao contrário. Isso se resolve associando-se essas bobinas em uma configuração antiparalela. O par **C/D** já está espacialmente alinhado, os seus polos devem ser ligados no mesmo sentido. A Figura 3.15 resume como devem ser essas conexões entre pares de bobinas de uma mesma fase, seja para uma associação em série ou paralelo.

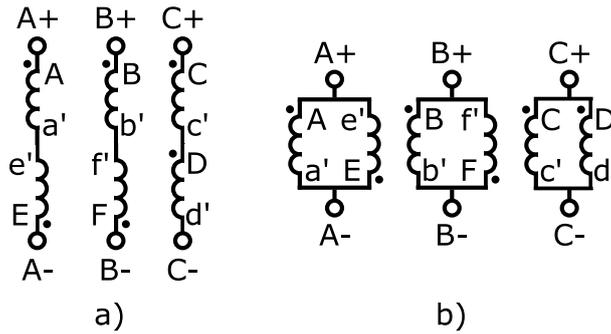


Figura 3.15: Associações das bobinas de mesma fase .

Tabela 3.2: Sequência de pares e trios de bobinas acionadas.

| sequência estrela          | sequência delta                        |
|----------------------------|--|
| $\overline{AB}$            | $\overline{ABC}$                       |
| $\overline{CA}$            | $\overline{CAB}$                       |
| $\overline{BC}$            | $\overline{BCA}$                       |
| $\overline{A\overline{B}}$ | $\overline{A\overline{B\overline{C}}}$ |
| $\overline{C\overline{A}}$ | $\overline{C\overline{A\overline{B}}}$ |
| $\overline{B\overline{C}}$ | $\overline{B\overline{C\overline{A}}}$ |

Agora que os enrolamentos foram associados, eles podem passar a ser referidos de maneira mais simples. O par **A/E** passa a ser chamado de bobina **A**, os seus terminais são identificados com "A+" e "A-". O mesmo vale para o par **B/F**, agora referenciado como **B**, e o par **C/D** que agora é **C**. Como visto, os slots vizinhos e afetados pelo mesmo polo devem ter correntes no mesmo sentido. A Figura 3.14 mostra que um mesmo ímã pode afetar três slots ao mesmo tempo, fato que permite que a energização aconteça em pares ou trios de bobinas. Todas as combinações estão resumidas em sequência na Tabela 3.2, nesta lista, uma barra em cima do símbolo da bobina indica que ela deve ser polarizada ao contrário.

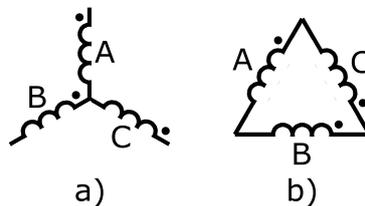


Figura 3.16: Bobinas de fase em delta e estrela.

Ao se analisar as combinações de bobinas, chega-se a conclusão de que ela pode ser executada por uma associação em estrela para os pares de bobinas e em delta para os trios. Os dois esquemas estão na Figura 3.16. Considerando o desenho da borneira, foram

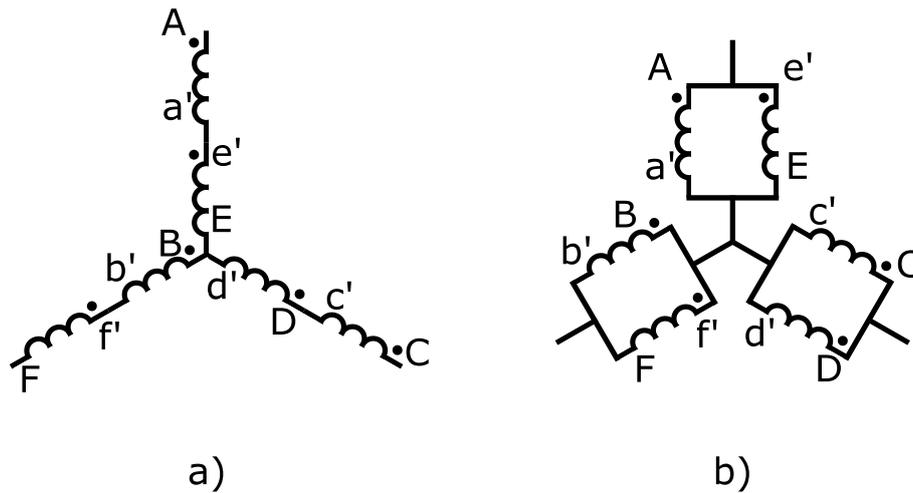


Figura 3.17: Enrolamentos em associações estrela e delta.

criados os condutores de borneira que realizam essas associações de delta e estrela. Estes terminais estão ilustrados nas Figura 3.18 e Figura 3.19.

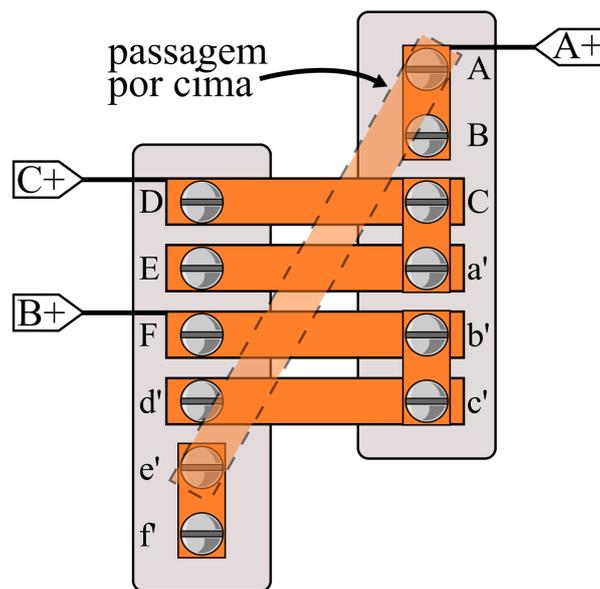


Figura 3.18: Condutores da borneira para a associação delta paralelo.

### 3.2.4 Circuito magnético aproximado

Os ímãs permanentes alocados no rotor são de neodímio e da classe N52-SH. Ímãs desse grupo apresentam uma densidade de fluxo residual de 1,45 T e podem operar em até 150° C sem grandes problemas, esses dados vieram de tabelas comerciais de lojas de

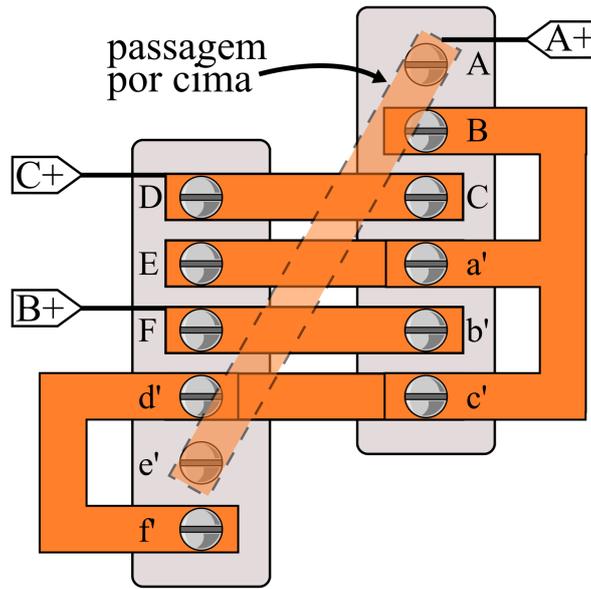


Figura 3.19: Condutores da borneira para a associação estrela paralelo.

ímãs permanentes. A Figura 3.20 mostra a curva de magnetização dessa classe de ímãs, o gráfico traz pares de curvas para determinadas temperaturas, nesses pares, as retas são as densidades de fluxo. Pela curva BH foi estimada a permeabilidade magnética do ímã a 20° C. Isso foi feito pela variação do campo  $\mathbf{B}$  com relação ao  $\mathbf{H}$ , Equação 3.1. O fluxo residual e a relutância do equivalente dos ímãs foram calculados levando em consideração as dimensões dos mesmos, essas variáveis estão na Equação 3.3 e Equação 3.2.

$$\mu(\theta) = \frac{\Delta B [T]}{\Delta H [k\frac{A}{m}]} = \frac{1,45 - 1,4}{0 - (-795)} = 0,0628 \cdot 10^{-6} \frac{H}{m} \quad (3.1)$$

$$R_m = 0,217 \left[ \frac{GAe}{Wb} \right] \quad (3.2)$$

$$\phi_i = 0,711mWb \quad (3.3)$$

Além do ímã permanente existem outros 3 materiais que participam do enlace magnético, são eles: o próprio ar, o aço silício do estator e o aço do rotor. O ideal é que o fluxo se espalhe apenas entre o ímã e o estator atravessando pelo gap, mas algumas partes de aço do rotor podem oferecer caminhos para a fuga de fluxo. O aço silício é uma liga metálica preparada para ter alta permeabilidade magnética e é amplamente aplicado em projetos de acoplamento magnético. Não foi encontrada muita informação de qual seria o aço aplicado no rotor, então foi considerado que o aço usado é do tipo austenítico que é um aço preparado para ter baixíssima permeabilidade magnética. A permeabilidade

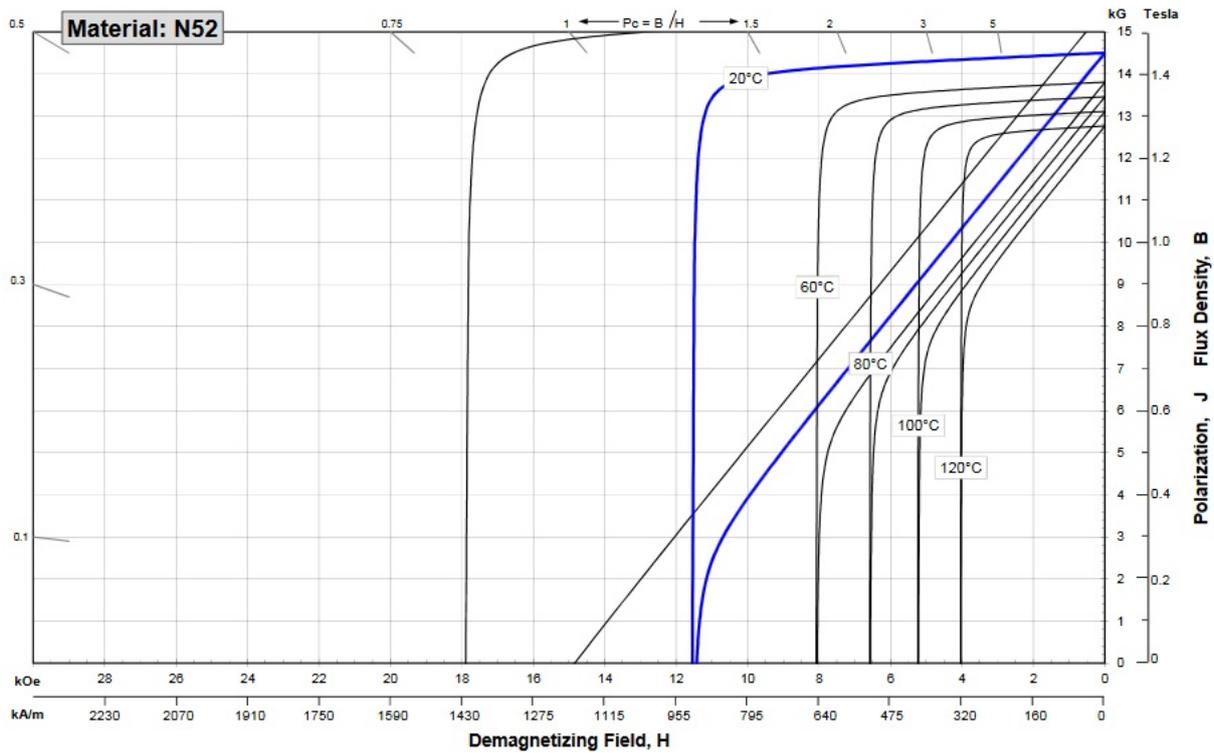


Figura 3.20: Curva BH do material N52-SH para várias temperaturas. Gráfico da Arnold Magnetic Technologies, referência [50] .

Tabela 3.3: Permeabilidades magnéticas do ar e de aços. Referência [25] .

| $\mu_{ar}(H/m)$       | $\mu_{a,si}(H/m)$ | $\mu_{a,au}(H/m)$    |
|-----------------------|-------------------|----------------------|
| $1,256 \cdot 10^{-6}$ | $5 \cdot 10^{-3}$ | $1,26 \cdot 10^{-6}$ |

desses materiais estão reunidos na Tabela 3.3[25][26].

O modelo de circuito magnético para os motores de fluxo axial é semelhante ao de motores de fluxo radial, porém com caminhos magnéticos de dimensões e formatos diferentes. Um retrato de como o fluxo se distribui dentro da máquina ajuda a discernir quais são as relutâncias envolvidas no acoplamento magnético. A Figura 3.21 retrata esse fluxo no motor visto lateralmente e a Figura 3.22 retrata esse fluxo radialmente. Foi considerado para a avaliação desse sistema magnético a aproximação do caminho médio e que o tamanho do slot não interfere no cálculo [8].

Na geometria de fluxo axial os caminhos magnéticos assumem a forma de um prisma cuja base é um setor angular. A Figura 3.23 mostra esses sólidos geométricos juntos no motor e separados com as áreas de incidência de fluxo destacadas. As expressões de Equação 3.4 até Equação 3.11 mostram os valores de cada relutância. Uma vez que as relutâncias estão calculadas, é obtido um circuito magnético equivalente de 20 malhas cuja última malha se conecta com a primeira, Figura 3.24. Várias relutâncias são postas em

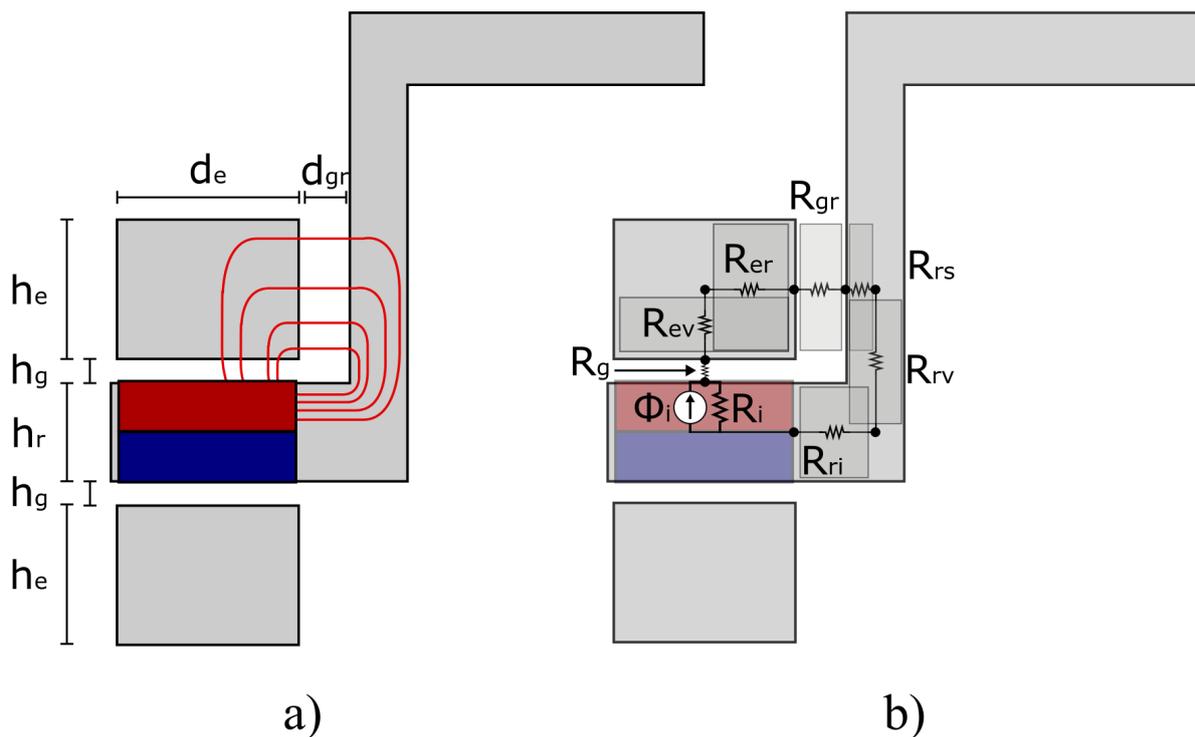


Figura 3.21: Circuito magnético do fluxo radial.

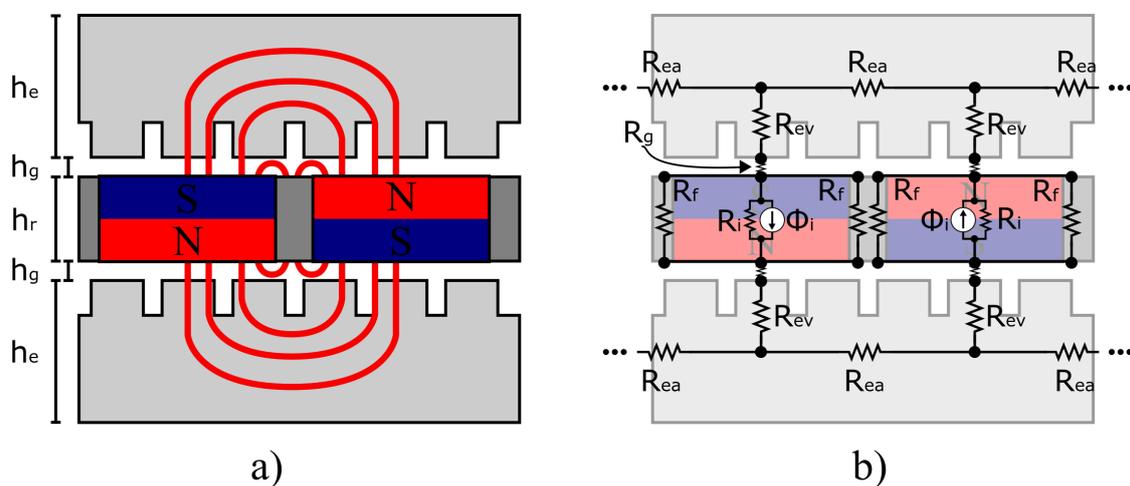


Figura 3.22: Circuito magnético do fluxo lateral.

série, para não saturar a ilustração do circuito, elas são representadas por uma relutância equivalente. A Equação 3.12 e Equação 3.13 deixa clara essa associação. Os fluxos que atravessam os gaps são os mesmos que atravessam as relutâncias equivalentes  $R_v$ . Este fluxo pode ser avaliado, por exemplo, entre os nós N3 e N4 do circuito equivalente. O

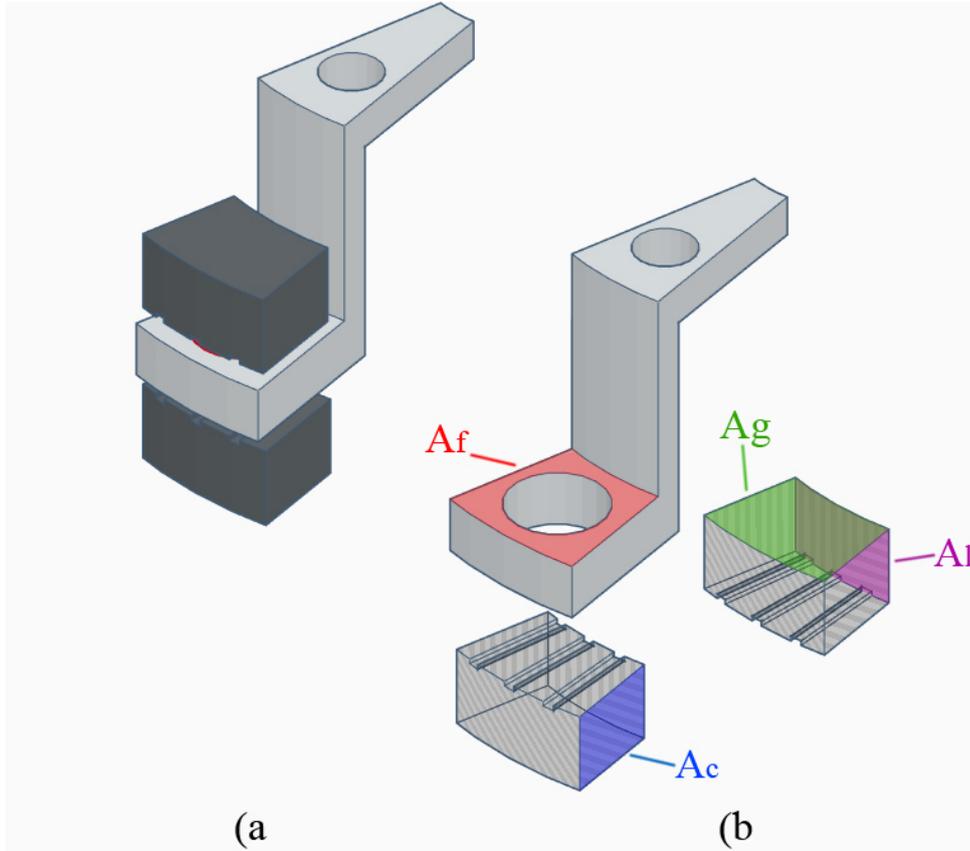


Figura 3.23: a) Corte de um vinte avos do motor. b) Principais áreas do fluxo magnético.

fluxo que foge por uma das flanges é identificado, por exemplo, entre os nós N4 e N2 através da relutância  $R_{fl}$ .

$$R_g = 1,95 \left[ \frac{MAe}{Wb} \right] \quad (3.4)$$

$$R_{ev} = 2,47 \left[ \frac{kAe}{Wb} \right] \quad (3.5)$$

$$R_{er} = 4,18 \left[ \frac{kAe}{Wb} \right] \quad (3.6)$$

$$R_{gr} = 10,36 \left[ \frac{MAe}{Wb} \right] \quad (3.7)$$

$$R_{rs} = 6,12 \left[ \frac{MAe}{Wb} \right] \quad (3.8)$$

$$R_{rv} = 19,38 \left[ \frac{kAe}{Wb} \right] \quad (3.9)$$

$$R_{ri} = 24,82 \left[ \frac{MAe}{Wb} \right] \quad (3.10)$$

$$R_{ea} = 12,12 \left[ \frac{kAe}{Wb} \right] \quad (3.11)$$

$$R_{fl} = R_{er} + R_{gr} + R_{rs} + R_{rv} + R_{ri} \quad (3.12)$$

$$R_v = R_{ev} + R_g \quad (3.13)$$

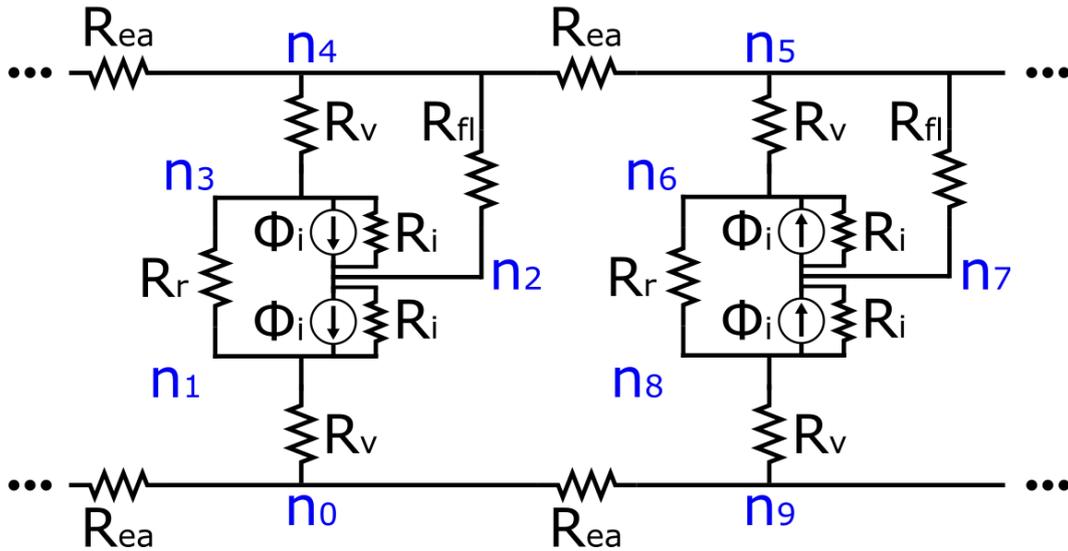


Figura 3.24: Malha básica do circuito magnético do motor.

### 3.3 O Sistema de acionamento

A bancada de sistemas híbridos necessita que haja o controle e monitoração das variáveis elétricas e mecânicas que participam da operação do conjunto. O sistema deve ser alimentado por uma fonte de corrente contínua, como é frequente em sistemas embarcados. Baterias de chumbo ácido estavam disponíveis para o projeto, elas são o tipo de fonte elétrica comum em veículos para finalidades de partida. As baterias são de 12 V e tem a capacidade de 45 Ah.

O motor BLDC precisa ser operado por uma sequência bem específica de pulsos alternados em múltiplas fases. A presença de um inversor é requisitada para gerar essas fases. Cada um dos transistores do inversor requer um nível específico de tensão para a sua abertura, um circuito de driver precisa operar o gate dos transistores quando for necessário. O monitoramento do campo magnético do rotor é necessário para acionar o motor BLDC, a medição de corrente e velocidade serve para avaliação do desempenho da máquina, por tanto, uma malha de sensores precisa atuar na medição dessas variáveis.

Cada um desses subsistemas precisa atuar de maneira coordenada, um microcontrolador, o ATmega, foi escolhido para cumprir essa função. A razão dessa escolha é que este dispositivo é de fácil reposição e programação. A bancada de estudos de sistemas híbridos é a união desses conjuntos descritos, um diagrama de todos os sistemas da bancada foi mostrado na Figura 3.1.

### 3.4 Desenvolvimento do inversor

O inversor é um dos componentes mais sensíveis do projeto, o seu desempenho afeta a performance do motor. Por ser diretamente relacionado ao ramo de potência, o inversor se torna um componente que sofre com os eventuais desgastes associados à transferência de potência para o motor. Outra característica crucial na atuação do inversor é o fato de que ele seja capaz de chavear rapidamente sem provocar distorções nas ondas de saída.

Foi escolhido um transistor de potência com características compatíveis com as exigências de frequência de chaveamento e capacidade de corrente. O transistor IR3205 foi escolhido e a Tabela 3.4 reúne algumas características desse transistor.

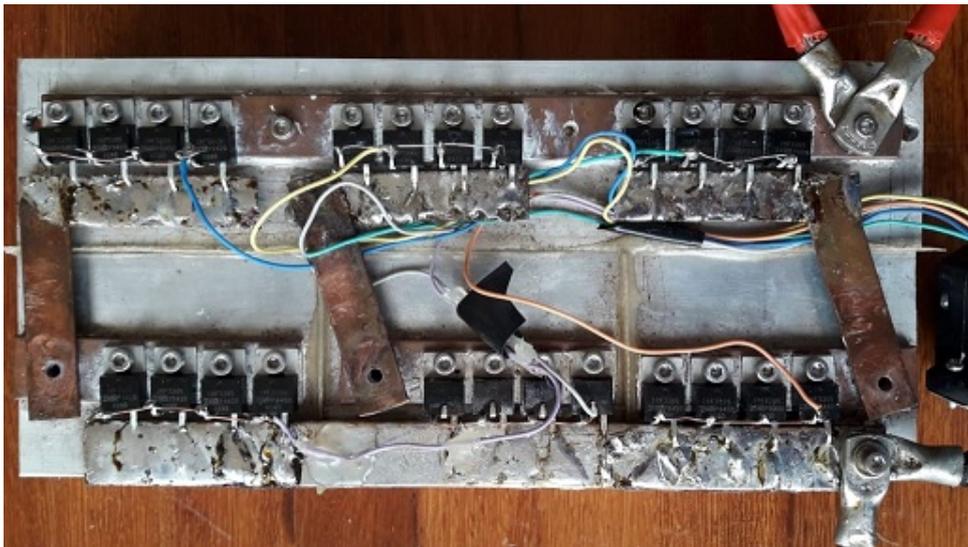


Figura 3.25: Foto do inversor trifásico.

No critério de tensão máxima entre drain e source, o IR3205 é bem adequado, pois a sua tolerância é mais que o dobro das tensões que se planeja serem aplicadas aos transistores. Quanto a corrente, na ligação em delta-paralelo com aplicação de 12 V, que seria o caso de maior corrente de partida para 12 V, espera-se uma corrente de 293,61 A. Para dar conta dessa corrente, cada elemento de chaveamento é implementado por um banco de 4 transistores associados em paralelo, desta forma a capacidade de corrente é multiplicada

Tabela 3.4: Propriedades do transistor irf3205.

| Grandeza     | Valor        |
|--------------|--------------|
| $R_{ds(ON)}$ | 8 m $\Omega$ |
| $I_d$        | 110 A        |
| $V_{ds(br)}$ | 55 V         |
| Fall Time    | 101 ns       |
| Rise Time    | 55 ns        |

por 4 e a resistência equivalente de condução é dividida por 4. Foram construídos 6 bancos e eles foram alocados em um dissipador térmico. A Figura 3.25 e Figura 3.26 mostram um esquema de conexões e a disposição dos elementos do inversor e como ele foi implementado.

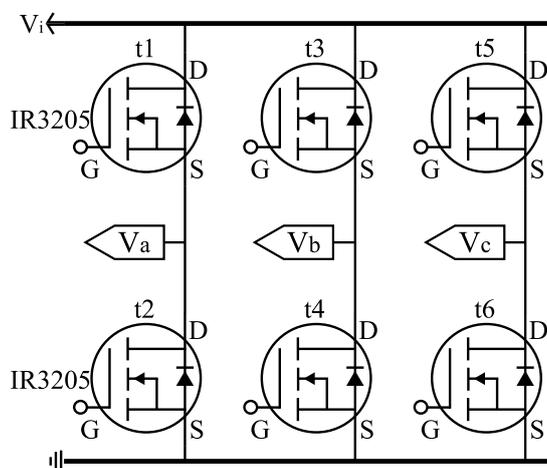


Figura 3.26: Circuito do inversor.

### 3.5 Desenvolvimento do driver

As saídas digitais do microcontrolador são usadas para controlar a abertura dos transistores do inversor, no entanto as saídas do ATmega não são apropriadas para realizar essa tarefa diretamente.

Uma cadeia de condicionamento de sinais se põe entre o AtMega e o inversor. Há a necessidade de se evitar que os sinais de controle acionem os transistores simultaneamente, por mais que isso possa ser evitado por meio de software, é interessante implementar essa proteção em hardware. O primeiro elemento da malha de condicionamento é uma sequência de portas lógicas que implementam uma função como a explorada na seção 2.6. O circuito usado aplica a mesma função vista na figura Figura 2.25, mas apresenta portas XOR ao invés de portas inversoras. O objetivo dessa troca é evitar um desbalanço entre

o tempo de transição dos diferentes sinais. Foram usadas portas AND de três entradas na saída justamente para introduzir um sinal de PWM que possa modular a abertura dos transistores.

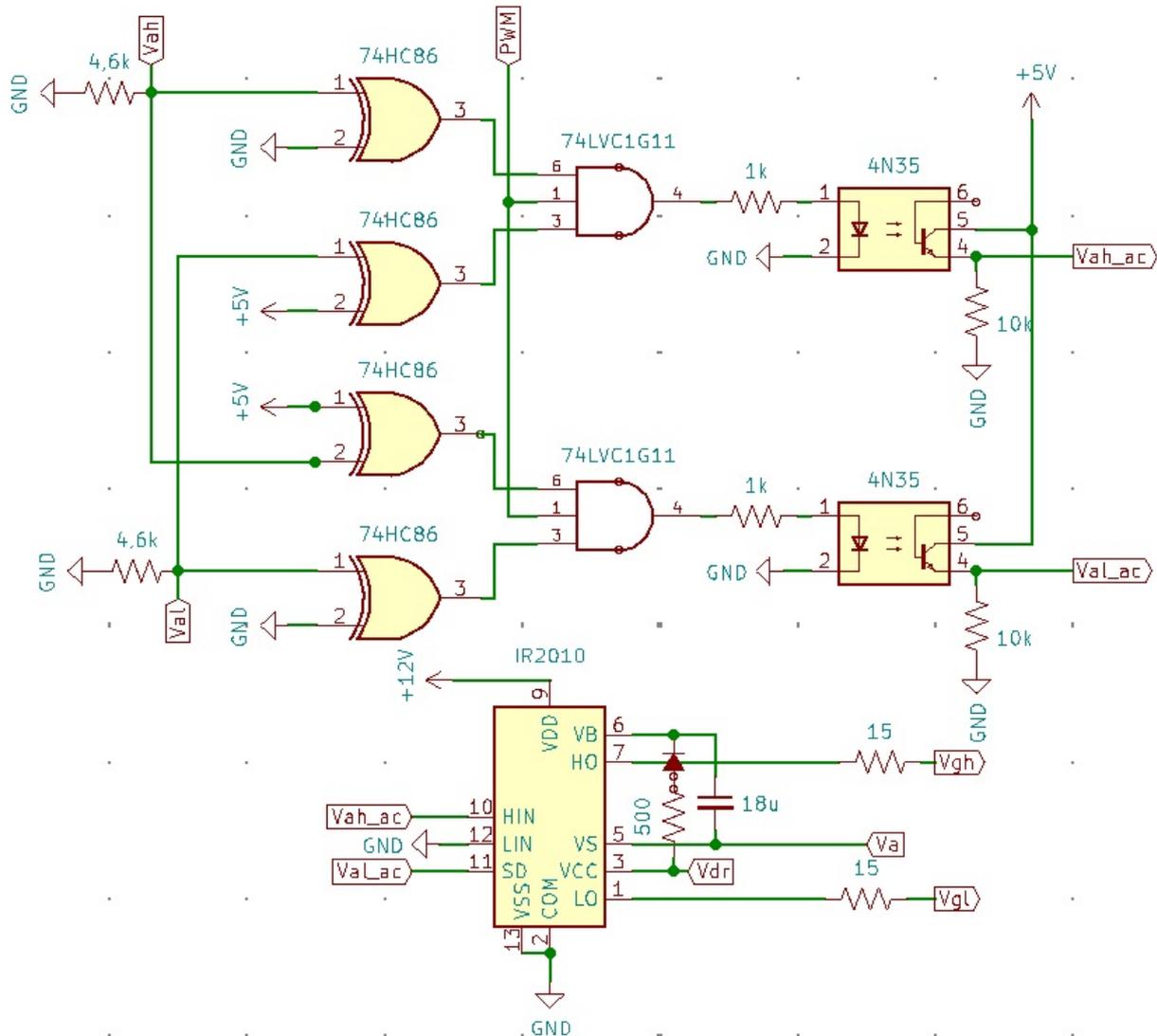


Figura 3.27: Circuito do driver.

A segunda parte da malha condicionadora é uma série de acopladores óticos que visam separar os componentes de lógica e processamento do gate driver que já é um componente que lida com a parte de potência. Foi escolhido o acoplador 4N35, este componente pode isolar uma tensão de 70 V entre o seu coletor e emissor e apresenta um tempo de 2 us para subida e descida.

Finalmente, os sinais chegam no IR2101 que é o gate driver. Na sua entrada são apresentados os sinais de controle que variam de 0 V a 5 V. Na sua saída ficam as tensões da parte de potência. No caso, a tensão de driver,  $V_{dr}$ , alimenta o IR2101. Um diodo liga

Tabela 3.5: Grandezas físicas do dimensionamento do capacitor de bootstrap.

| Grandeza                               | Símbolo    | Valor      |
|--|------------|------------|
| Corrente quiescente do IR2010          | $I_{QBS}$  | $70 \mu A$ |
| tempo de descarga                      | $\Delta_t$ | 0,5 s      |
| Tensão de driver                       | $V_{dr}$   | 12 V       |
| Vds de condução no transistor de baixo | $V_{ds}$   | 0,2 mV     |
| Tensão mínima no gate                  | $V_{min}$  | 10 V       |
| Carga do gate                          | $C_g$      | 146 nC     |

essa tensão ao nó  $V_b$  e o capacitor de bootstrapping se conecta entre esse nó e o nó  $V_x$ , por sua vez, este nó se conecta ao source do transistor do lado de alta tensão respectiva fase do driver. O IR2010 tem a capacidade de operar o gate de transistores em inversores de até 200 V. Ele faz isso com uma tensão de driver de até 20 V, com uma corrente de saída de até 3 A. Este gate driver apresenta um delay de propagação de 95 ns para o ligamento dos transistores e de 65 ns para o desligamento, os tempos de subida e descida são de 10 e 15 ns.

O dimensionamento do capacitor de bootstrapping levou em consideração as constantes elétricas da Tabela 3.7. Este cálculo analisa a variação de carga elétrica que é armazenada nos transistores junto da variação de tensão que ocorre. Parte da carga é transferida para os gates dos transistores, outra parte é consumida constantemente pelas correntes de operação do gate driver. A tensão no capacitor varia de  $V_{dr}$  menos a tensão nos transistores de baixo até uma tensão que seja aceitável para a polarização dos transistores. O tempo de descarga do transistor foi arbitrado para 0,5 s. Esse período precisa ser maior que o tempo em que transistores ficam acionados. Para uma velocidade típica de 300 rpm, a frequência da tensão de fase aplicada seria de 50 hz, cujo período é 0,02 s, tempo que é bem menor que o arbitrado para a descarga do capacitor. A sequência da Equação 3.14 até a Equação 3.16 mostra o cálculo da capacitância de bootstrapping.

$$\Delta Q = 4 * 146nC + 70\mu A * 0,5 = 35,58\mu C \quad (3.14)$$

$$\Delta V = (12V - 0,002V) - 10V = 1,988V \quad (3.15)$$

$$\frac{\Delta Q}{\Delta V} = 17,80\mu F \quad (3.16)$$

A placa foi projetada para operar o motor com 24 V ou 12 V. Há uma preocupação para não aplicar uma tensão de source-gate maior que o limite recomendado para o IR3205. Os reguladores de tensão LM7805 e LM7812 foram usados para estabelecer os níveis de tensão de 5V e 12V. A Figura 3.28 mostra os circuitos para os dois reguladores.

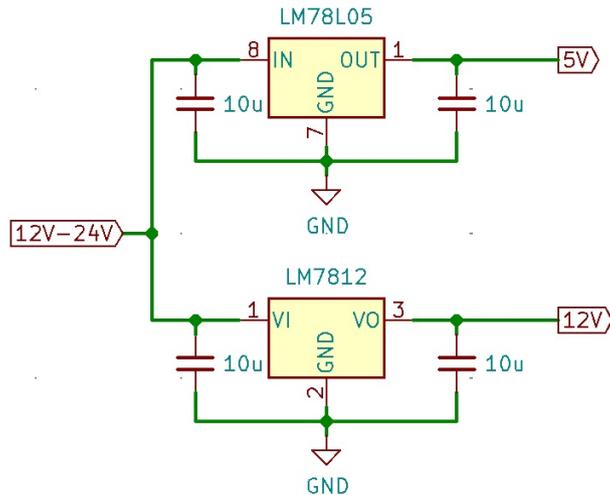


Figura 3.28: Circuito dos reguladores de tensão.

## 3.6 Desenvolvimento dos sistemas de medição

### 3.6.1 Sensor de campo de rotor

Devido à necessidade do conhecimento do campo magnético do rotor para o chaveamento dos enrolamentos, é necessário construir um sistema para a aquisição desse campo. O ideal seria que os sensores fossem colocados do lado das ranhuras na região do gap, mas há uma dificuldade de se alocar os sensores nesse lugar devido ao comprimento curto do gap. A solução encontrada foi a criação de um anel externo de ímãs que representam os campos de rotor. A Figura 3.29 mostra esse anel e a Figura 3.30 mostra a região externa do motor onde ele está localizado.



Figura 3.29: Anel de ímãs.

A dificuldade dessa abordagem é saber se os ímãs do anel estão alinhados com os do rotor. Um teste foi elaborado para se identificar, no meio externo, se a posição do anel de ímãs é coerente com a dos ímãs do rotor. Foi construído um circuito Hall simples que aciona um LED. Esse aparato serviu com sonda. Ao ser introduzido no gap, o aparelho identifica a presença de algum campo, marcas foram feitas no rotor na realização desse teste. A Figura 3.31 mostra as marcas do rotor e como sensor se insere dentro do gap.

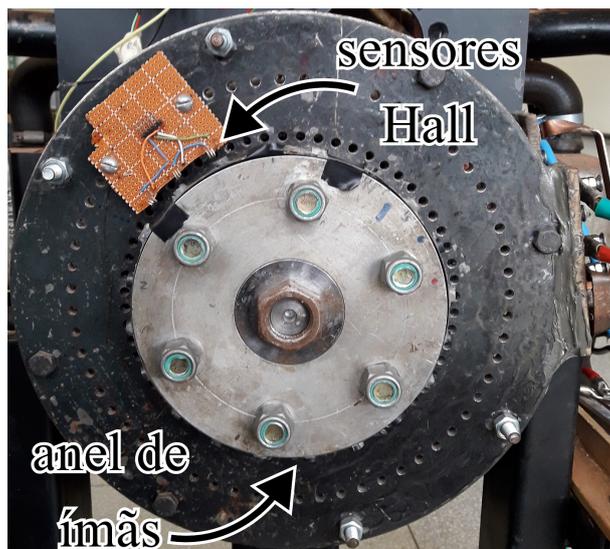


Figura 3.30: Lugar de alocação do anel de ímãs e dos sensores Hall.

Um revés desse processo é que essas regiões foram determinadas manualmente, fato que insere erro na determinação dessa posição, por isso múltiplos polos foram marcados para que os ímãs fiquem em uma mediana dessas marcas.

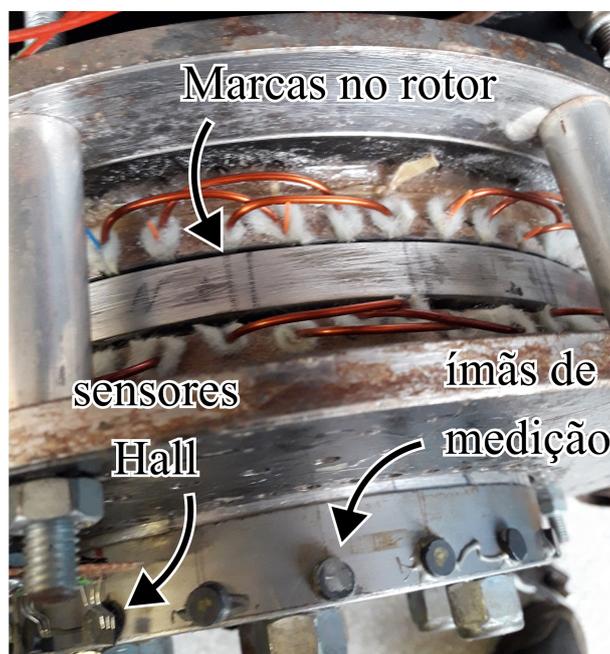


Figura 3.31: Marcas com a posição de ímãs do rotor.

Depois que as posições do campo foram marcadas, elas precisavam ser referidas para o anel externo. O anel é um aro de alumínio de 8,24 cm de raio que foi confeccionado para envolver a flange do rotor. 20 ímãs permanentes de baixa intensidade foram colados com

polos alternados em posições equidistantes. Para alinhá-los com as marcas, foram usados os furos que já estavam em uma das faces do motor.

Para detectar a presença do campo magnético, foi construída uma matriz de três sensores Hall. A matriz foi colocada a cerca de 0,5 cm acima do nível dos ímãs permanentes, para que não haja interferência os sensores foram colocados a uma distância de dois slots um do outro. A Figura 3.30 ilustra a matriz de sensores e a sua posição junto do ímã e a Figura 3.32 mostra uma representação de como os ímãs de medição se inserem em um mesmo alinhamento angular com os polos do rotor.

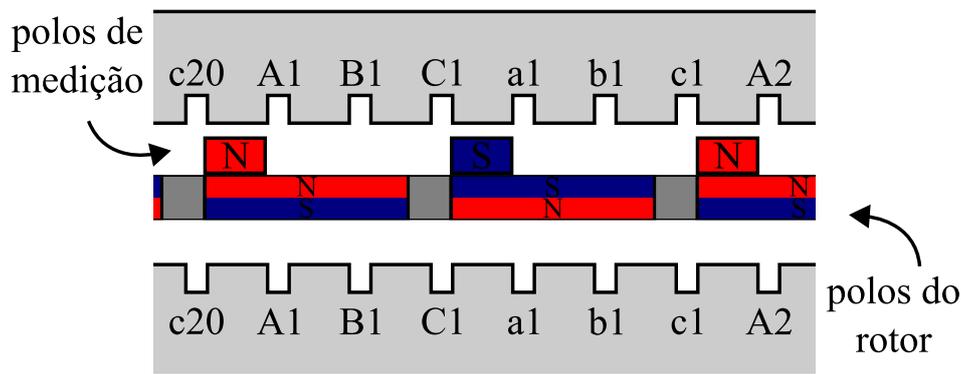


Figura 3.32: Representação dos ímãs de medição em posições coerentes com os polos do rotor.

### 3.6.2 Sensor de corrente

A medição da corrente foi realizada com o LEM-100P que é um transdutor de corrente comercial feito para medições de corrente de diferentes características no tempo. O sensor deve envolver o condutor portador da corrente de interesse. Desta forma é possível fazer uma medida pouco intrusiva dessa grandeza. A corrente medida cria um campo magnético em um núcleo ferromagnético do sensor. Este campo induz uma corrente em um enrolamento secundário do núcleo. O campo também faz surgir uma tensão em um elemento Hall. Uma malha de condicionamento de sinais usa essas duas variáveis induzidas para criar uma corrente de saída de baixa intensidade que é proporcional a corrente medida. A Figura 3.33 mostra o circuito equivalente do transdutor.

Em 2018, um dos alunos formados na FGA, Paulo Henrique Alves dos Reis, desenvolveu uma dissertação a respeito de medição de tensão e corrente para propósitos de análise de qualidade de energia. Nesse trabalho foi criado um circuito para alimentação

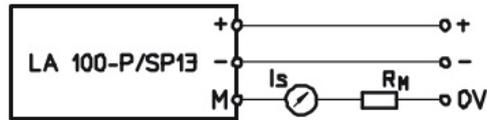


Figura 3.33: Circuito equivalente do LEM-100P.

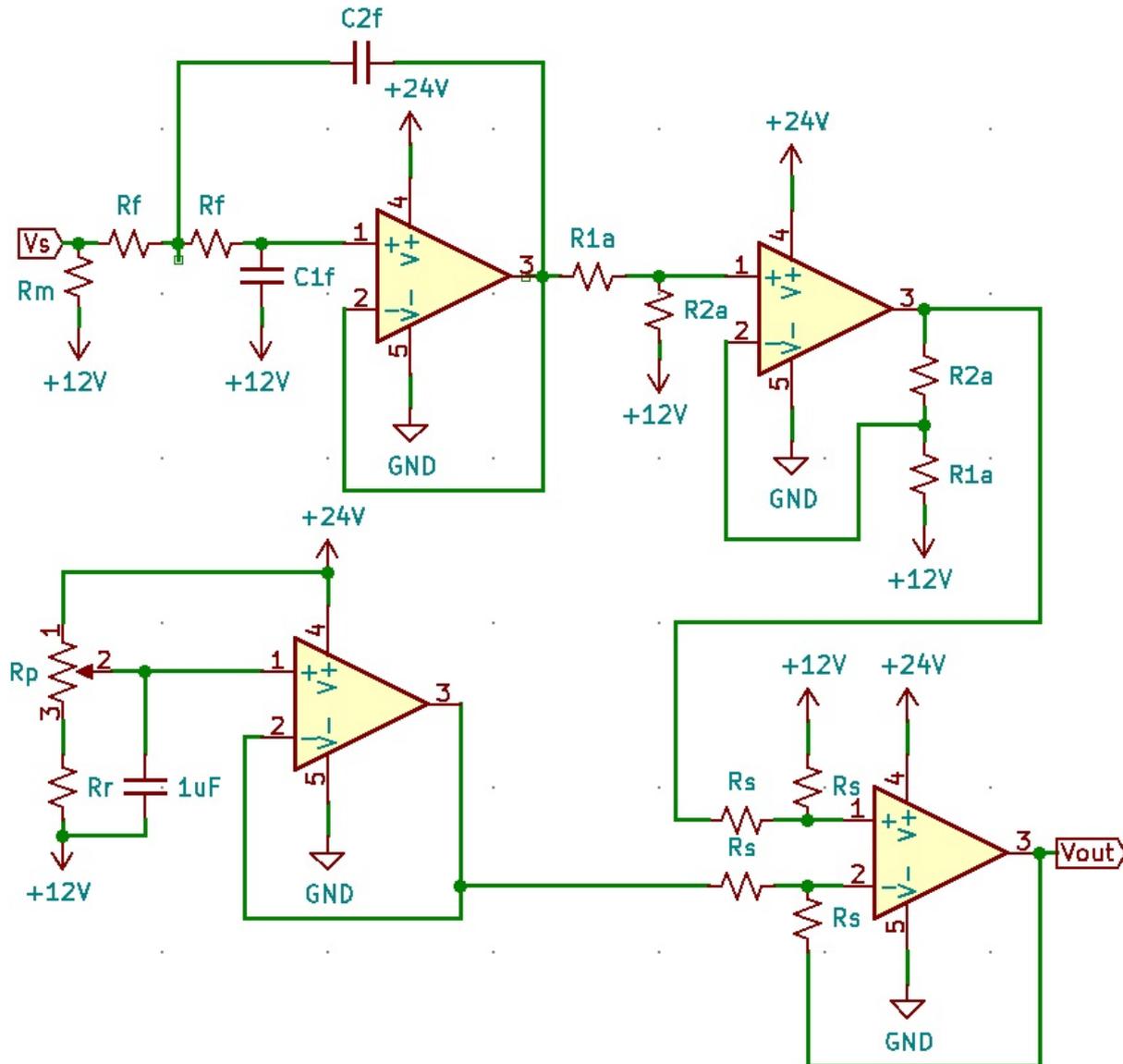


Figura 3.34: Estágios de condicionamento de sinal.

e condicionamento de sinais para usar o LEM-100P, referência [29]. O trabalho do Paulo Henrique apresenta um circuito de alimentação simétrica de 15 V e -15 V e três estágios de condicionamento de sinais: um de filtragem, outro de atenuação do sinal e um último que muda a média do sinal de 0 V para 2,5 V. Para este trabalho foi criado um sistema de

Tabela 3.6: Resistores e capacitores do estágio de condicionamento do sensor de corrente

|          |               |
|----------|---------------|
| $R_m$    | 50 $\Omega$   |
| $R_f$    | 2,2 $k\Omega$ |
| $C_{1f}$ | 10 $nF$       |
| $C_{2f}$ | 13 $nF$       |
| $R_{1a}$ | 33 $k\Omega$  |
| $R_{2a}$ | 10 $k\Omega$  |
| $R_r$    | 22 $k\Omega$  |
| $R_p$    | 5 $k\Omega$   |
| $R_s$    | 1 $k\Omega$   |

alimentação que gera uma tensão de 24 V por meio de um regulador de tensão elevador, nesse caso a média do sinal fica em 12 V. Os circuitos de atenuação e filtragem usados foram os mesmos da referência [29], mas o estágio somador de tensão foi alterado para modificar a média de 12 V para 2,5 V. Os circuitos de condicionamento e elevação de tensão estão na Figura 3.34.

## 3.7 Operação do motor

O microcontrolador precisa saber previamente para quais bobinas ele deve acionar para determinados valores dos sensores Hall. Esta relação pode ser determinada por uma análise de forças e com o conhecimento de posição de relativa de bobinas e comutação como visto na seção 3.2.3

### 3.7.1 Comutação das bobinas

Dado a representação da vista lateral planejada do motor, Figura 3.13, e sabendo que o instante de ser acionar uma bobina é no ponto em que um dos polos dos ímãs começa a sobrepor um polo da bobina, é possível então determinar 6 posições críticas de comutação para o rotor. Elas são justamente aquelas em que a sobreposição começa a acontecer. A Figura 3.35 ilustra cada uma das posições de comutação para um rotor que se move da direita para esquerda, deixando claro a posição dos ímãs do rotor, as bobinas do estator, os ímãs de medição de campo e os sensores Hall. Cada posição crítica determina um código dos sensores. A Tabela 3.7 indica esses códigos e mostra quais bobinas devem ser acionadas para a rotação positiva do motor.

Um problema de simetria surge quando se quer avaliar quais seriam as posições e códigos de comutação para o motor girando na ré. Isso acontece porque os ímãs de medição estão posicionados em um extremo dos polos do rotor e não nos dois extremos,

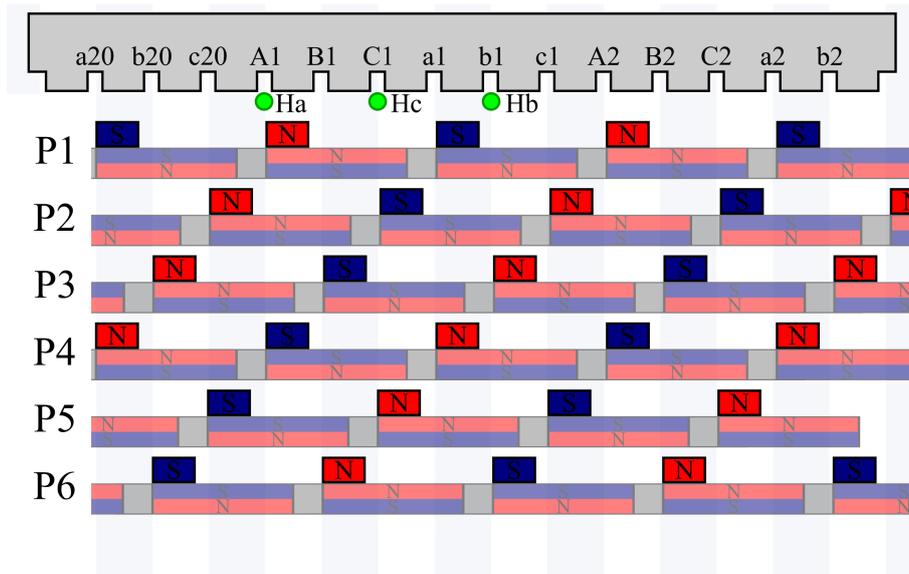


Figura 3.35: Posições críticas de comutação.

Tabela 3.7: Código do sensor hall para posições críticas.

| Posição | Código hall |    |    | Bobinas         |                 | transistores |        |
|---------|-------------|----|----|-----------------|-----------------|--------------|--------|
|         | Ha          | Hb | Hc | frente          | ré              | frente       | ré     |
| P1      | 0           | 1  | 0  | $\overline{AB}$ | $\overline{CA}$ | t1, t4       | t1, t6 |
| P2      | 0           | 1  | 1  | $\overline{AC}$ | $\overline{CB}$ | t1, t6       | t3, t6 |
| P3      | 0           | 0  | 1  | $\overline{BC}$ | $\overline{AB}$ | t3, t6       | t3, t2 |
| P4      | 1           | 0  | 1  | $\overline{BA}$ | $\overline{AC}$ | t3, t2       | t5, t2 |
| P5      | 1           | 0  | 0  | $\overline{CA}$ | $\overline{BC}$ | t5, t2       | t5, t4 |
| P6      | 1           | 1  | 0  | $\overline{CB}$ | $\overline{BA}$ | t5, t4       | t1, t4 |

fato que impede a medição no exato momento em que a sobreposição acontece na ré, mesmo assim é possível operar a máquina. A Figura 3.36 representa uma carta resumo da leitura dos sensores hall e de quais pares de bobina devem ser acionados para o giro em cada direção.

### 3.7.2 Algoritmo de operação

O algoritmo se baseia na implementação de uma máquina de estados que apresenta dois estados: repouso e operação. O estado de repouso deve manter todos os transistores desligados e aguardar o comando de início de operação. O estado de operação deve ativar uma função que determina quais transistores devem ser acionados. Esse estado também deve cuidar para que os transistores não fiquem ligados por muito tempo. Caso aconteça de os transistores ficarem ligados por muito tempo ou um comando determinar a pausa do processo, a máquina de estados deve voltar para o estado de repouso. Dois sinais,

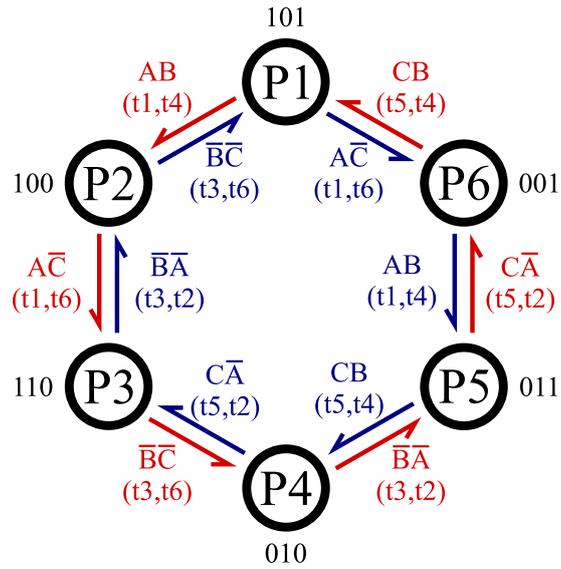


Figura 3.36: Posições críticas e bobinas acionadas para cada transição.

PARTIDA e PARADA, são introduzidos para o controle da máquina, ambos ativam a transição entre os estados por meio da borda de subida. Um diagrama de estados e transições, ilustrado na Figura 3.37, mostra a relação dos dois estados com as variáveis de transição. A figura Figura 3.38 destrincha a operação em um algoritmo básico e evidencia quais escolhas e operações são feitas nas transições de estados.

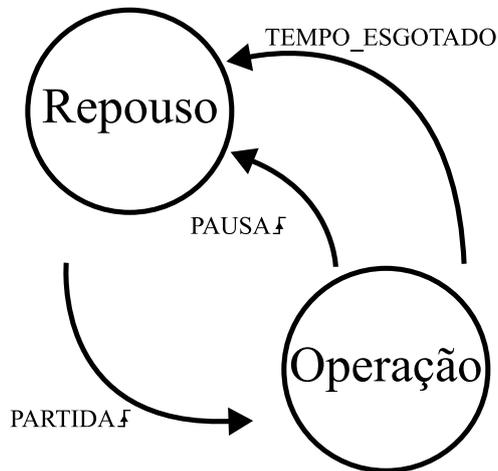


Figura 3.37: Máquina de estado de operação.

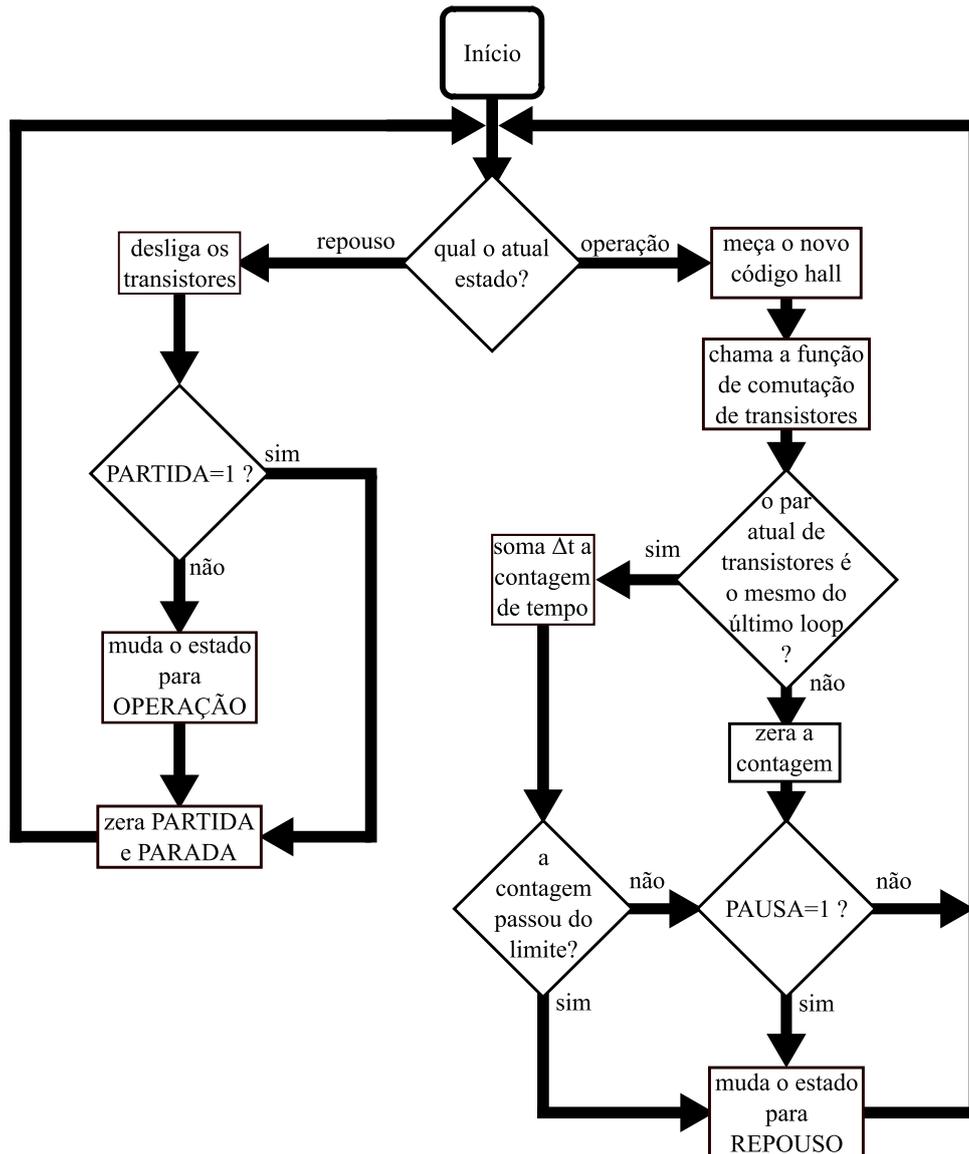


Figura 3.38: Algoritmo de operação do motor.

### 3.8 Desenvolvimento da simulação

Foi desenvolvida uma simulação para se entender melhor como deve ocorrer a comutação entre as bobinas e para conseguir uma estimativa do desempenho do motor. A simulação criada resolve, a cada iteração de um loop temporal, um conjunto de equações que partem de um meio magnético, passa para um domínio elétrico até chegar em equações mecânicas. Para a próxima repetição, as variáveis mecânicas iniciais são mudadas e dão origem a um novo problema magnético a ser resolvido.

Antes do início do loop é necessário que o programa calcule a densidade de fluxo máxima que percorre o enlace magnético. Dessa forma é possível determinar a distribuição

de densidade de campo a cada orientação do rotor. O cálculo dessa grandeza parte do sistema magnético simplificado que está representado na Figura 3.24.

O primeiro passo dos cálculos que acontecem dentro do loop temporal é determinar qual a densidade de fluxo em cada ponto do motor. Não é necessário fazer essa análise ao longo de todo o motor. A simulação se concentra no que acontece dentro de uma janela de  $36^\circ$  e depois replica o que acontece para todo o resto. Usando a aproximação de que a distribuição de densidade de fluxo varia como um tipo de onda quadrada, ela pode ser calculada por meio de um teste de comparação de um cosseno, como segue na Equação 3.17. A equação considera que a densidade de fluxo depende da posição do rotor naquele instante,  $\theta_r$ , do ponto desse recorte que está sendo avaliado,  $\theta_s$ , e do ângulo entre polos,  $\Delta\theta_p$ .

$$B_n(\theta_s, \theta_r) = \begin{cases} 1, & \text{se } \text{sen}\left(\frac{p}{2}(\theta_s - \theta_r)\right) > \text{sen}\left(\frac{p}{2}\frac{\Delta\theta_p}{2}\right) \\ -1, & \text{se } \text{sen}\left(\frac{p}{2}(\theta_s - \theta_r)\right) < -\text{sen}\left(\frac{p}{2}\frac{\Delta\theta_p}{2}\right) \\ 0, & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (3.17)$$

O resultado do teste de comparação é uma onda de aspecto quadrado que varia entre 1 e -1. Este gráfico representa uma versão normalizada da densidade de fluxo ao longo da janela de  $36^\circ$ , ele está na Figura 3.39.

O passo seguinte da simulação é determinar qual a corrente em cada fase do motor. Um circuito com resistência, tensão induzida e indutor representa os enrolamentos de cada fase. Os circuitos de diferentes fases podem ser ligados em delta ou estrela. A tensão que é aplicada em cada fase é determinada pela sequência de comutação de bobinas que é consequência da densidade de fluxo em pontos específicos do motor da mesma forma que mostra a Tabela 3.7. O circuito usado na simulação está ilustrado na Figura 2.12. As correntes em cada instante são determinadas pela Equação 2.11, Equação 2.12 e Equação 2.13. Uma das variáveis importantes é a tensão induzida em cada fase, ela é determinada pelo movimento do motor e, por tanto, vale zero na partida.

Uma vez que as correntes são conhecidas, pode-se encontrar o torque provocado no rotor a partir da formulação BIL, esse torque é determinado pela densidade de fluxo na região dos condutores, pela corrente de uma determinada fase e por uma constante construtiva como é mostrado na Equação 2.31. A torque total aplicado no rotor é a soma dos torques de cada fase, a Equação 3.18 mostra a fórmula do torque no rotor. Um dos termos importantes da equação do torque elétrico é a função  $B_n$  que simboliza a densidade de fluxo normalizada. Ela varia com o tempo e com o ponto onde é avaliada, esse ponto muda para cada uma das correntes de fase e pelo fato de que cada uma passa por um slot diferente do motor. Outra constante importante é  $B_{max}$  que representa a densidade de fluxo máxima que atravessa os gaps.

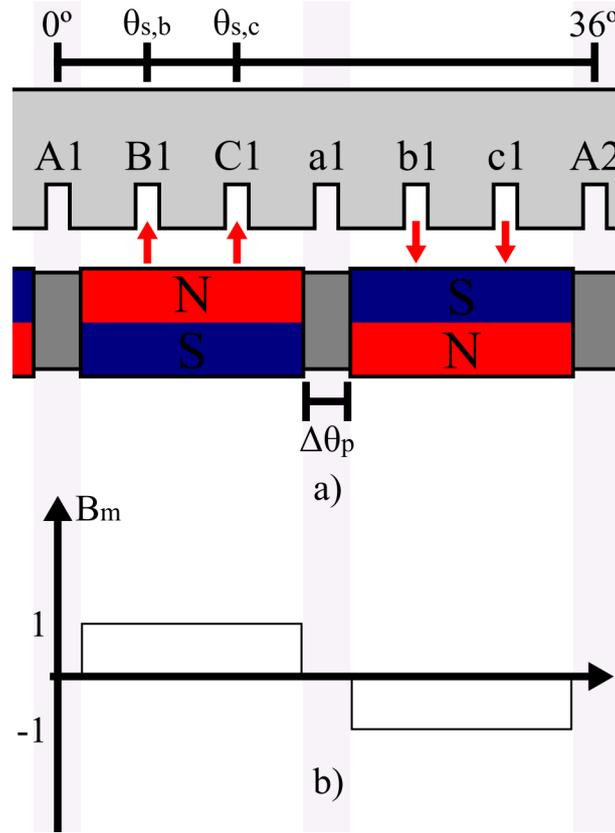


Figura 3.39: a) Ângulos e elementos em uma janela de 36° do estator com rotor. b) Densidade de fluxo normalizada .

$$T_e = \frac{N}{2} \cdot p \cdot [r_e^2 - r_i^2] \cdot B_{max} \cdot [B_n(\theta_{s,a}) \cdot i_a(t) + B_n(\theta_{s,b}) \cdot i_b(t) + B_n(\theta_{s,c}) \cdot i_c(t)] \quad (3.18)$$

A velocidade angular do rotor é encontrada a partir do torque induzido. Primeiro é necessário calcular o torque resultante da máquina através da subtração entre o torque induzido e torques de atrito que surgem no movimento. A aceleração angular é a divisão do torque resultante pelo momento de inércia do motor. A velocidade angular e a posição do rotor são obtidas a partir de integração da aceleração angular. As equações a seguir expõem essas relações mecânicas.

$$T_r(t) = T_e(t) - [T_a(t) + T_l(t)] \quad (3.19)$$

$$\alpha(t) = \frac{T_r(t)}{I} \quad (3.20)$$

O movimento do rotor provoca uma variação de fluxo magnético nos enrolamentos de fase. O fluxo magnético é calculado por meio de uma integral de fluxo na área dos polos das

bobinas. Dado o fluxo em uma posição da iteração anterior e o fluxo calculado na iteração atual, é possível encontrar a tensão induzida em cada fase por meio da derivada desse fluxo no tempo. A Figura 3.40 mostra a área em que ocorre a integral de fluxo com um segmento dos enrolamentos e o rotor no fundo. A Equação 3.23 representa somatório utilizado para se encontrar uma aproximação da integral de fluxo e a Equação 3.23 descreve a derivada discreta utilizada para se encontrar a tensão induzida.

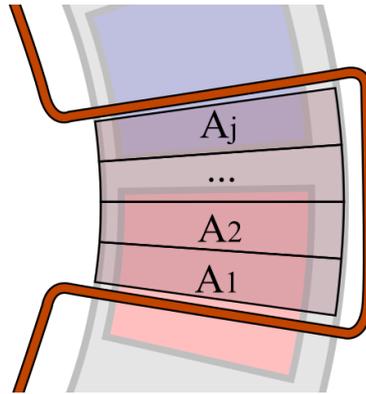


Figura 3.40: Áreas de integração de fluxo.

$$\Phi_{a,t} = \sum_{j=1}^{n_s} B_{max} \cdot [r_e^2 - r_i^2] \cdot B_n(j, t) \cdot \Delta\theta \quad (3.21)$$

$$\Delta\Phi_a = \Phi_{a,t} - \Phi_{a,t-1} \quad (3.22)$$

$$e_a = N \cdot p \cdot \frac{\Delta\Phi_a}{\Delta t} \quad (3.23)$$

Finalmente todos os cálculos de uma iteração foram realizados. O programa está pronto para repetir o processo até que o loop temporal acabe. A Figura 3.41 reúne todos os passos que o código toma em um algoritmo ilustrado.

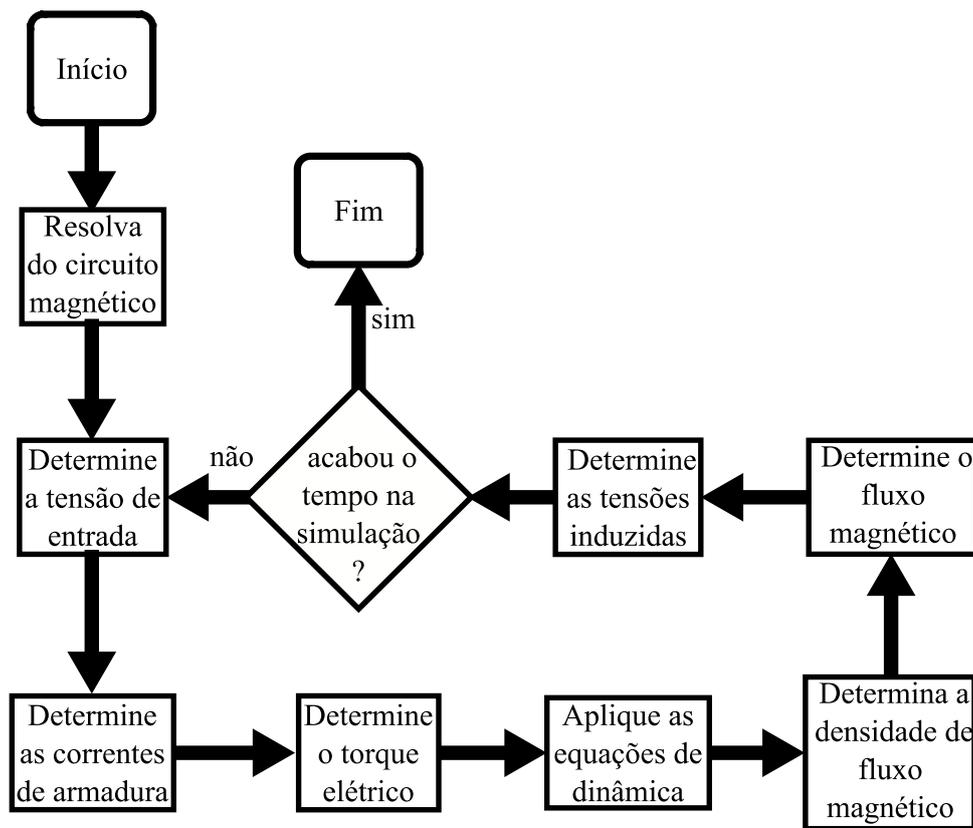


Figura 3.41: Algoritmo da simulação.

# Capítulo 4

## Resultados

### 4.1 Simulações

Este capítulo apresenta os resultados atrelados a performance do motor na bancada junto do seu sistema acionamento e medição. Em seguida os resultados das simulações são apresentados por meio de curvas que envolvem a corrente e a velocidade do motor. Por fim há uma discussão sobre o que há de diferente nos gráficos e que fatores afastam o motor da bancada de um comportamento ideal.

#### 4.1.1 Resolução do circuito magnético

A análise magnética do motor foi efetuada para o sistema de equações introduzido na seção 3.2.4. Como o fluxo que atravessa as bobinas é aquele que atravessa os gaps do motor, buscou-se as forças magnetomotrizes entre os nós que cercam esses gaps. Esses nós são os mesmos indicados na Figura 3.24 e na Tabela 4.1, essa tabela reúne o fluxo e a sua densidade entre os nós de interesse. A fuga de fluxo nas flanges é avaliada pela relação de forças magnetomotrizes e relutâncias entre o par de nós  $N_4$  e  $N_2$ , o mesmo para o par  $N_5$  e  $N_7$ .

A presença da flange do rotor submete os enrolamentos do disco estator de cima a uma densidade de campo diferente com relação aos do disco de baixo, mas essa diferença é bem pequena, algo em torno de 0,2%. Por isso não se espera nenhum problema de assimetria

Tabela 4.1: grandezas magnéticas entre nós .

| Nós               | <b>Fmm</b> [kAe] | Fluxo [mWb] | Densidade de fluxo [T] |
|-------------------|------------------|-------------|------------------------|
| $N_0 \mapsto N_1$ | 1,144            | 0,588       | 0,718                  |
| $N_3 \mapsto N_4$ | 1,144            | 0,588       | 0,716                  |
| $N_5 \mapsto N_6$ | 1,145            | 0,588       | 0,718                  |
| $N_8 \mapsto N_9$ | 1,141            | 0,586       | 0,718                  |

entre as tensões dos enrolamentos. As fugas de fluxo que acontecem pelo rotor e pela estrutura da flange são de 0,122 mWb e 2,55 nWb, respectivamente. A fuga de fluxo pelo rotor representa 20% do fluxo útil que atravessa o gap. Uma redução do comprimento do gap criaria um enlace magnético mais eficiente, caso ele fosse reduzido de 2 mm para 0,2 mm, a densidade de fluxo média no gap subiria para 0,85 T e o fluxo de fuga nas relutâncias do rotor seriam de 0,015 mWb. Esses valores encontrados para densidades de fluxo são compatíveis com os de outros trabalhos, como os das referências [33], [34] e [36].

#### 4.1.2 Simulação dinâmica do motor

As densidades de fluxo encontradas foram usadas para alimentar a simulação de dinâmica do motor, porém as assimetrias entre os enrolamentos de fase introduzem uma complexidade no circuito equivalente que vai além do escopo das equações exploradas na seção 2.2.5. Para facilitar a simulação, tomou-se a média entre as densidades de fluxo nos gaps no modelo.

Iniciou-se simulação usando a sequência de comutação estudada com um momento de inércia de  $1\text{ kg} \cdot \text{m}^2$ , um coeficiente de atrito viscoso de  $0,0001\text{ N} \cdot \text{m} \cdot \text{s}^2/\text{rad}^2$  e tensão de entrada que varia de  $-6\text{ V}$  até  $6\text{ V}$ . O motor atingiu uma velocidade de 409 rpm, a tensão induzida assumiu o formato de onda quase quadrada com uma amplitude de 3,35 V, como mostra a Figura 4.1. A constante de proporcionalidade entre tensão induzida e velocidade angular de um enrolamento foi de  $0,078\text{ V} \cdot \text{s}/\text{rad}$ . A corrente atinge picos de pouco mais que 400 A em cada ciclo, mas fica a maior parte do período em torno de 200 A. O gráfico da corrente está na Figura 4.2.

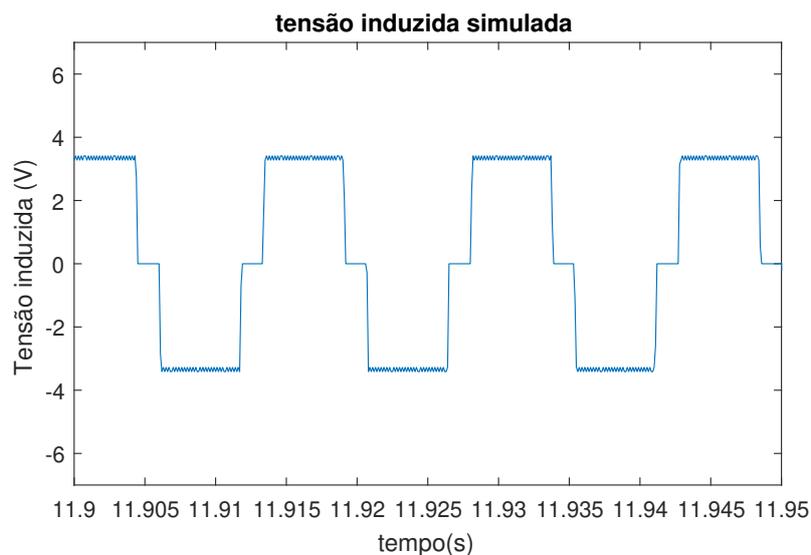


Figura 4.1: Tensão induzida em regime permanente.

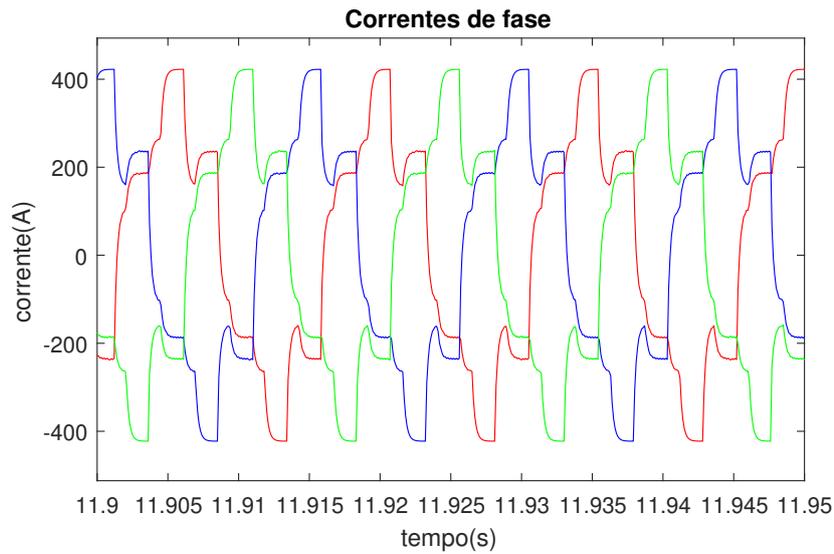


Figura 4.2: Correntes de fase em regime permanente.

## 4.2 Desempenho do sistema de controle

### 4.2.1 Correções na placa

Depois de alguns testes, a placa do driver precisou receber algumas alterações. Um dos problemas que surgiram estava relacionado com a criação dos primeiros pulsos, por causa da necessidade de que os capacitores de bootstrapping estejam carregados para polarizar os transistores do lado de tensão alta. Os primeiros pulsos, que não contam com capacitores carregados, eram criados com transistores acionados de maneira inapropriada. Esse evento limita a corrente de fase e o torque de partida e conseqüentemente a máquina não conseguia partir. Foi adicionada no código de operação uma rotina que gasta algum tempo para pré carregar esses capacitores antes da partida. Além disso, foram introduzidos diodos zener em paralelo com os capacitores para reduzir o tempo de carregamento dos transistores.

Outra correção no circuito da placa cuidou de um problema com a descarga dos transistores. Com certa frequência os gates dos transistores se mantinham com alguma carga. Este fenômeno mantém os transistores ligados em momentos indesejados, um outro fenômeno é o surgimento de sobretensões no gate introduzidas pela interação da comutação das fases com impedâncias parasitas em toda a placa. Um par de diodos zener associados em série com polos ligados em sentidos opostos foi colocado entre o gate e o source de gate em todos os 6 bancos de transistores. Esses componentes oferecem uma regulação de tensão e um caminho para a descarga dos gates. As correções da placa estão reunidas na Figura 4.3.

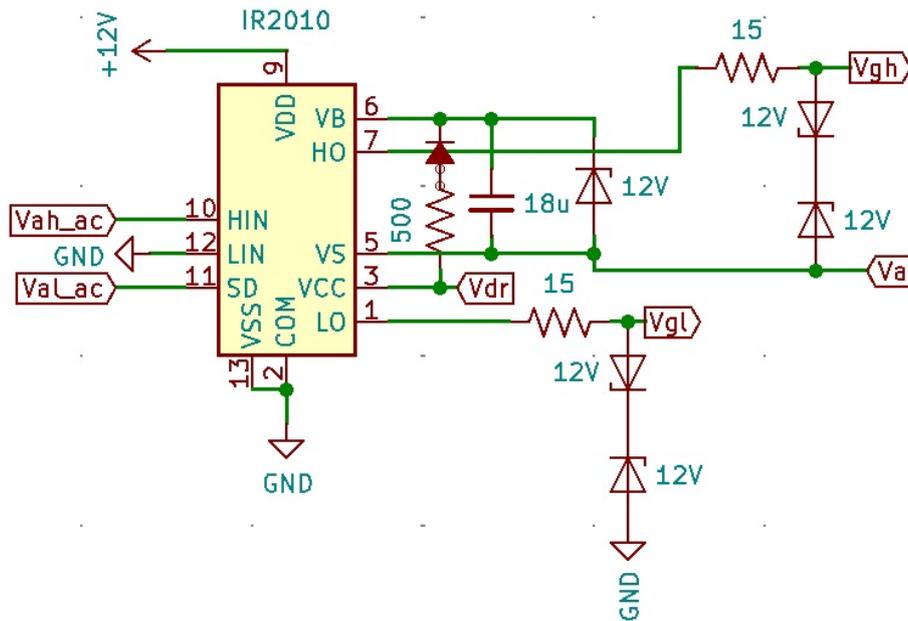


Figura 4.3: Gate driver com adição dos diodos de Zenner.

#### 4.2.2 Operação com e sem fontes externas

O circuito de driver foi capaz de dar partida no motor e mantê-lo rodando, porém, dado o descarregamento das baterias, vários fenômenos surgiram e comprometeram a performance do driver.

O primeiro evento que atrapalha a operação do driver foi a descarga das baterias. Depois de alguns minutos de testes e partidas sucessivas, as baterias logo se descarregavam. A tensão baixa atrapalha a atuação do regulador de tensão e do gate driver. Depois de um tempo já não era mais possível dar partida ao motor, mesmo havendo um carregador disponível por isso os ensaios ficaram bem limitados. Resolveu-se então operar o motor com a bateria ligada constantemente em seu carregador essa configuração permitiu manter a bateria com uma tensão constante. Essa dificuldade de operação com as baterias de chumbo ácido está associada ao fato de elas serem tipicamente feitas para aplicações de partida de máquinas elétricas, operações prolongadas geralmente usam outros tipos de baterias.

O segundo fenômeno é que mesmo com o uso da bateria junto do carregador, uma queda de tensão considerável foi observada nos polos da bateria. Essa queda de tensão ficava mais intensa em instantes fixos e causa os mesmos problemas de subtensão no gate driver nesse instante. O resultado é que os gate drivers de algumas das fases não conseguiam acionar adequadamente os seus transistores de tensão alta. Esse evento foi notado pelo fato de que uma das fases só apresentava corrente em uma direção. A forma encontrada para resolver esse problema foi usar uma fonte externa para alimentar o driver,

com uma tensão fixa de 14 V. Essa fonte foi capaz de prover um nível de tensão bem mais estável que a bateria do motor. Essa adição afasta outra vez o conjunto de uma situação parecida com a de veículos e ela indica que o driver deve ser alimentado com um sistema de tensão que seja bem mais robusto que o planejado. Possivelmente, trabalhar com tensões de alimentação um tanto maiores que 12 V seria melhor para a atuação do regulador de tensão usado, pois, isso o afastaria o alcance do ruído no próprio nível de tensão regulado. As figuras Figura 4.4 e Figura 4.5 mostram a captura das formas de onda de correntes de duas fases do motor com o driver operando nas condições descritas. A primeira imagem citada mostra a onda de corrente que falha em certos ciclos, ela marca esses instantes com faixas verticais. A segunda imagem mostra que uma das fases nem consegue inverter o sentido da corrente, a corrente nunca passa de zero.

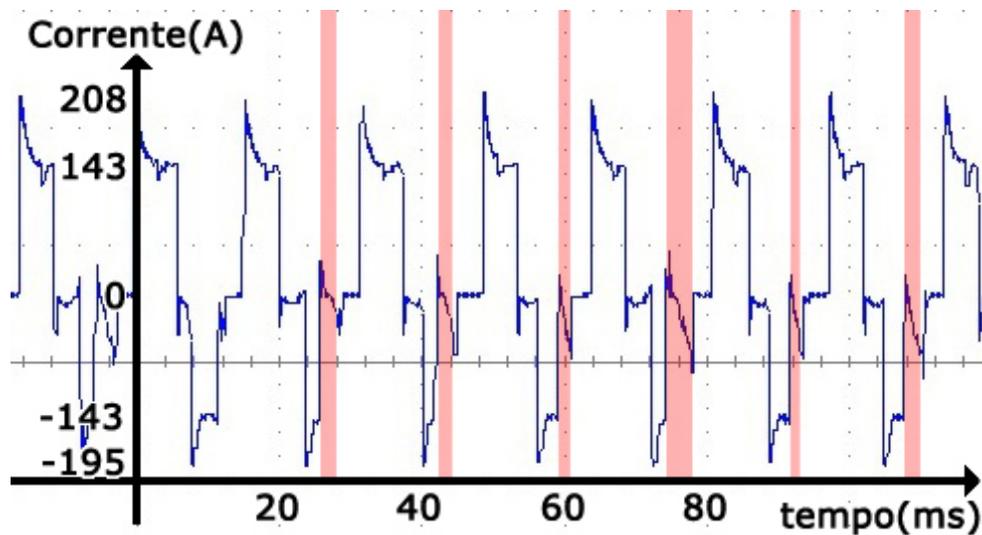


Figura 4.4: Corrente de fase com falha em um ciclo.

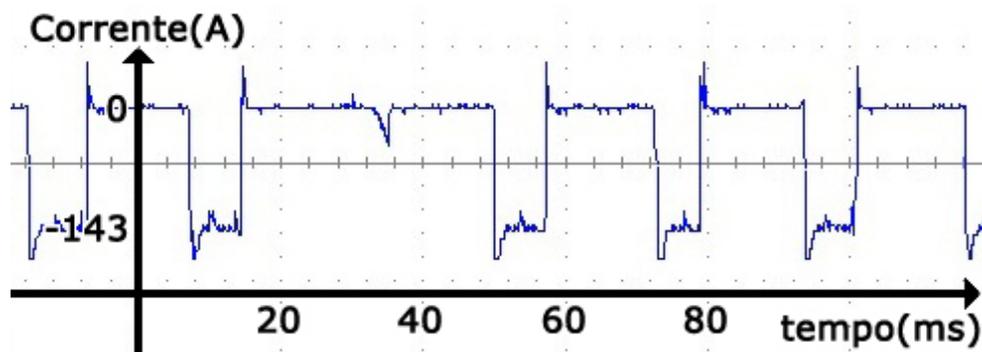


Figura 4.5: Corrente de fase com falha unidirecional .

### 4.2.3 Sinais da placa no tempo

Uma das características mais importantes da operação do sistema é o tempo que o processador leva para executar um ciclo de operações. Uma das saídas do ATmega foi colocada para assumir valor 5 V no início da execução do loop e para retornar a 0 V em um ponto do meio do código. Esses comandos criam um sinal pulsante em uma saída que descreve o tempo de execução do loop. Toda a complexidade de cálculos adiciona tempo ao ciclo. Uma das tarefas que gera um incremento considerável é a comunicação serial do microprocessador com o computador. Este recurso foi usado para que o operador pudesse ver quais os valores numéricos que o ATmega está considerando para as leituras de corrente e rotação. Com a comunicação serial desligada, o código de operação apresentou um período de 197 us. Com a comunicação ativada, esse período saltou para 879,4 us. Caso a frequência de execução seja próxima da frequência de acionamento do motor, poderão surgir problemas na energização das bobinas. Para que os 6 estados de comutação sejam preservados, é necessário que período de operação do ATmega seja no mínimo 6 vezes menor que o período elétrico do motor, para um código que dura 197 us, o período elétrico mínimo seria de 1,18 ms que implica em uma velocidade mecânica máxima de 5085 rpm. A Figura 4.6 mostra a captura desse sinal de medição de período no osciloscópio no caso de execução rápida do código.

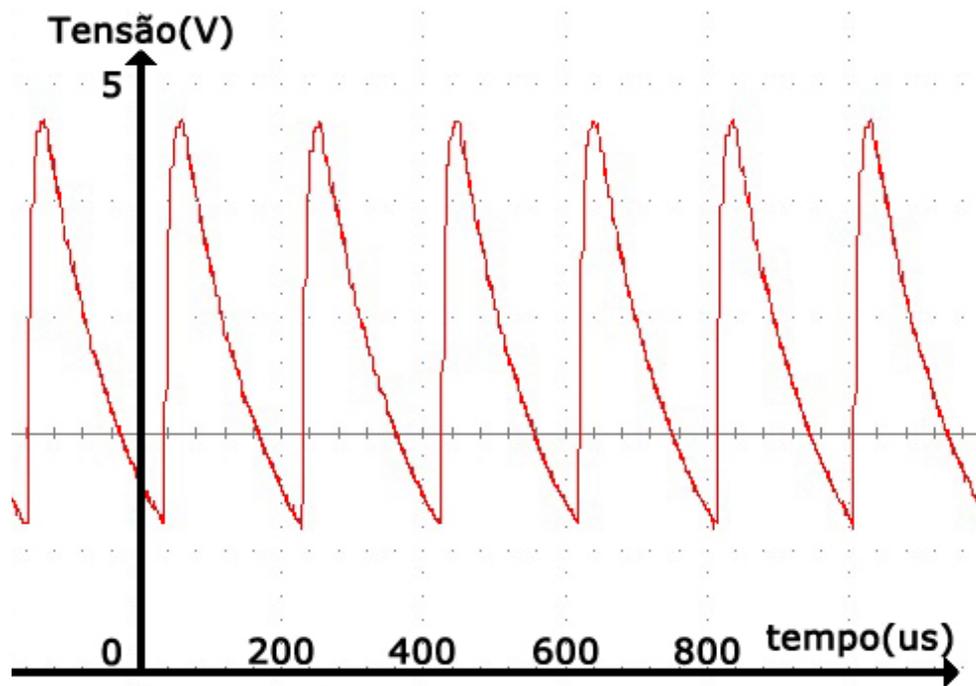


Figura 4.6: Sinal de medição de frequência de loop.

A criação do sinal de pwm foi feita a partir de um contador que se incrementa a cada

loop. Para manter a frequência da portadora o mais alto possível, essa contagem foi ajustada para um máximo de 5. O resultado é um sinal cuja largura de pulso varia entre 5 regimes diferentes e a frequência é de 400 Hz. A Figura 4.7 mostra o sinal pwm com 80% do regime de trabalho.

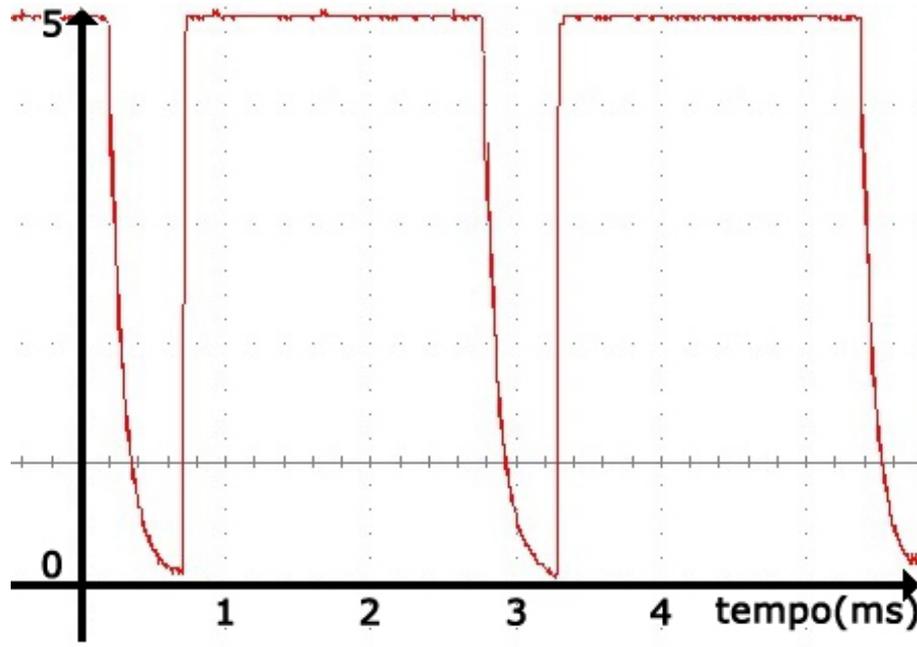


Figura 4.7: Sinal de modulação com 80% do regime de trabalho .

### 4.3 Calibração dos sensores

A calibração do sensor de corrente foi feita com uma variação de corrente aplicada em um resistor de teste. A corrente foi medida com o multímetro MINIPA-ET-2095. A tensão de saída do sensor foi avaliada por osciloscópio. Os pontos experimentais obtidos no processo de calibração do sensor estão reunidos na Figura 4.8. Ao se aplicar uma regressão linear, é encontrada uma equação que relaciona a tensão observada no sensor com a corrente aplicada nele, essa relação é a Equação 4.1. A relação entre corrente medida e tensão no sensor indica que, para uma corrente de 150 A, o sensor atingiria uma tensão de 3,65 V.

$$I = -324.31 + 129.81 \cdot V_{sensor} \quad (4.1)$$

O sensor magnético apresenta uma variação cuja frequência é proporcional a rotação do motor. O próprio sinal de saída do sensor foi usado para as análises de velocidade

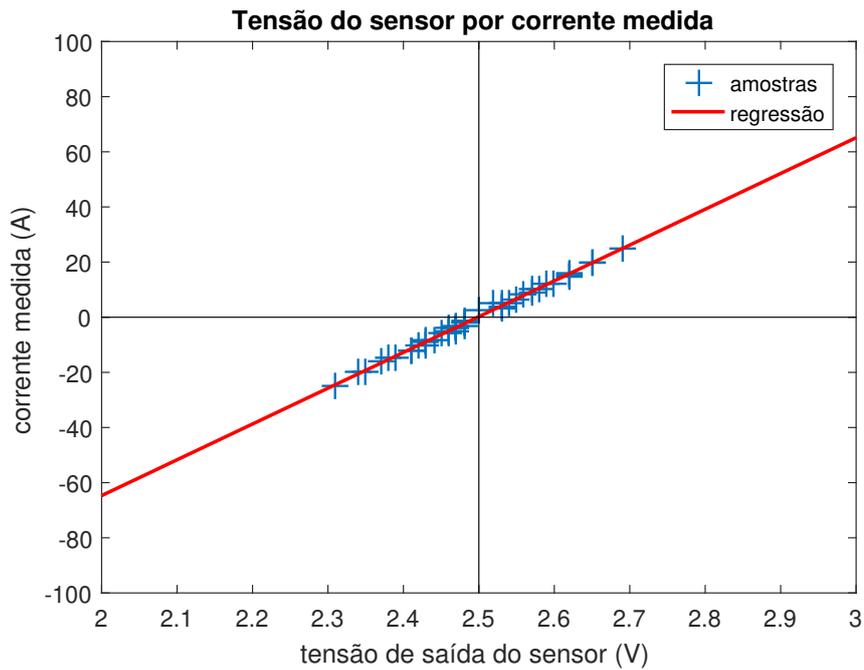


Figura 4.8: Pontos amostrados e curva de calibração do sensor de corrente.

junto do osciloscópio. A Figura 4.9 traz a saída do sensor Hall com o motor em rotação. O trem de pulsos da imagem apresenta uma frequência média de 59,9 Hz, como um ciclo se repete a cada dois polos em um rotor de 20 polos, esse resultado precisa ser dividido por 10, significa que no instante da imagem o rotor girava a 359 rpm.

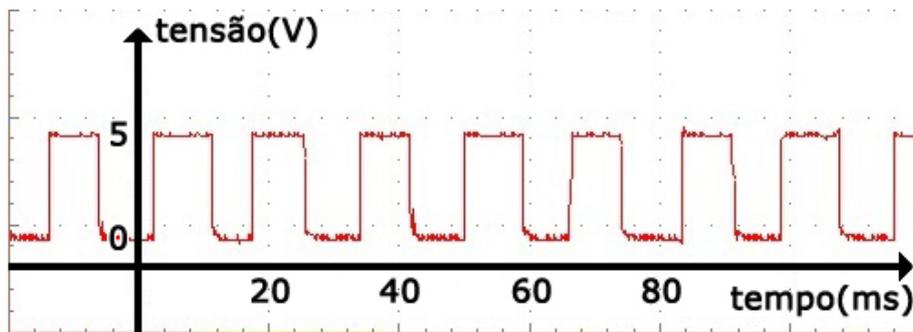


Figura 4.9: Pulsos da saída medidora de velocidade.

A saída do sensor magnético é excelente para avaliar o desempenho do motor, mas não é adequada para uma operação visual humana. A estimativa da velocidade do Arduino deve ser usada nesse caso. A Figura 4.10 reúne medidas experimentais das frequências realizadas por meio da saída do sensor Hall e a estimativa calculada pelo microprocessador. A curva de calibração resultante é modelada pela Equação 4.2.

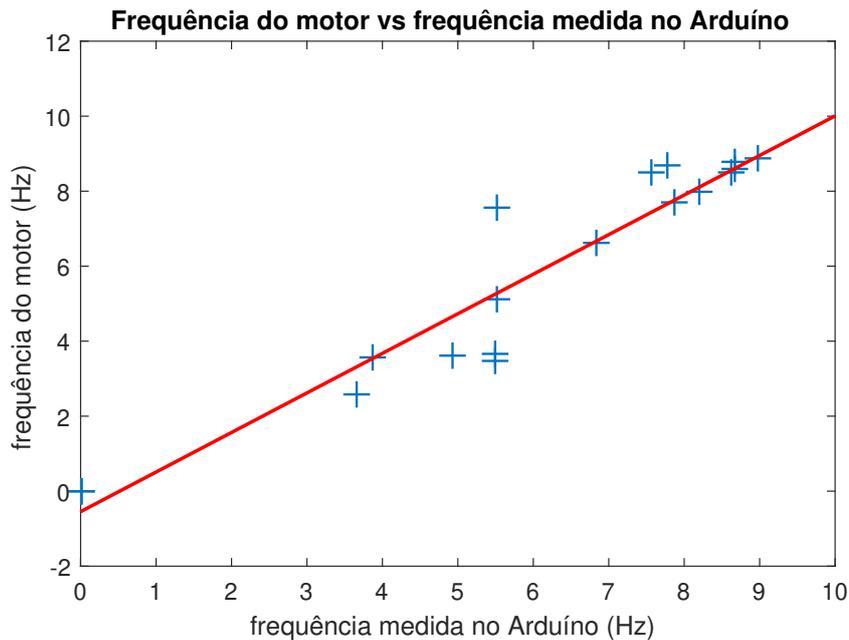


Figura 4.10: Pontos amostrados na calibração do sensor de velocidade.

$$F = -0.55 + 1.06 \cdot F_{ard} \quad (4.2)$$

## 4.4 Desempenho do motor

Depois de ajustar os sensores finalmente foram criadas as curvas relacionadas a operação do motor. Os resultados exibidos foram obtidos com as correções da placa que foram anunciadas. A Figura 4.11 mostra a corrente de fase em um experimento, já a Figura 4.12 traz os pulsos de saída do sensor Hall correlatos. Essa medida foi obtida com a bateria recém carregada, com a tensão em repouso um pouco maior que 13 V e com o controlador de velocidade no máximo. Essa é uma das maiores velocidades observadas nas condições de acionamento do motor.

O que a figura mostra é o mais próximo de uma corrente de operação que pode ser observada nas condições do experimento. A medida apresenta um pico a cada vez que ocorre a comutação das bobinas, então se estabiliza e na sequência cai a zero no instante que a bobina é desligada. Essa sequência se repete para valores negativos na ativação reversa da bobina. A corrente marcada pelo sensor atingiu um máximo de 227 A. Esse valor é incoerente com as resistências medidas de resistência feitas. Sem as tensões induzidas, essa corrente deveria atingir um máximo de 104 A para 13 V. Buscou-se entender o razão dessa discrepância. Foi feita uma estimativa do comprimento dos condutores e foi

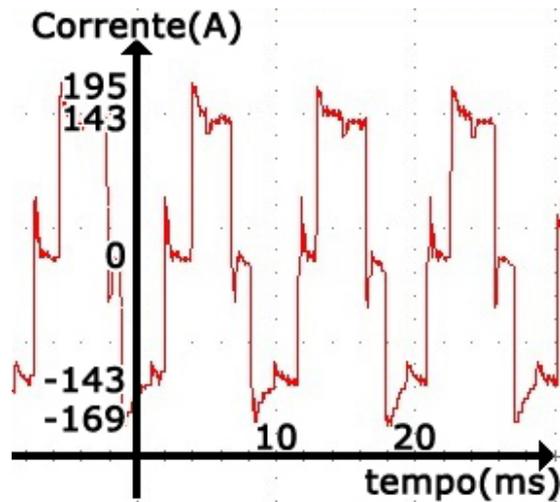


Figura 4.11: Corrente de fase experimental .

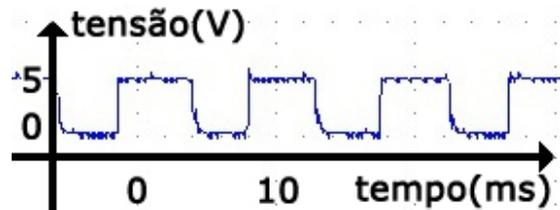


Figura 4.12: Saída do sensor de velocidade.

avaliada qual deveria ser a resistência do enrolamento de uma fase. O valor encontrado foi  $12,4 \text{ m}\Omega$ . Somando-se as resistências dos transistores e considerando que os enrolamentos estão associados em estrela-paralelo, conclui-se que a fonte deveria perceber uma resistência de  $28,4 \text{ m}\Omega$ . A corrente de partida para esse caso em  $13 \text{ V}$  é de  $457,7 \text{ A}$ . Aqui fica claro que as correntes do motor podem facilmente passar os  $100 \text{ A}$  que é a corrente nominal do sensor. As correntes observadas no motor também ultrapassam a corrente máxima recomendada para o fio AWG14. Estes condutores não sofreram nenhum dano físico por causa de toda a estrutura do estator que serve para dissipação térmica.

A velocidade do rotor registrado na Figura 4.12 é de  $684 \text{ rpm}$  que é a maior velocidade observada. Esse valor implica em um período elétrico de  $8,77 \text{ ms}$ . Considerando que 6 comutações devem ocorrer nesse período, o tempo de operação do micro controlador deve ser capaz de realizar todas as operações em um tempo menor que um sexto desse período. A seção anterior indica que o tempo do loop demora  $197 \text{ us}$ , intervalo que é  $44,5$  vezes menor que o período elétrico mínimo.

A Figura 4.13 mostra a tensão de fase e a corrente em circunstâncias de tensão e velocidade semelhante à da Figura 4.11. A imagem mostra que a tensão mantém um

nível de tensão alta nos mesmos períodos em que a corrente é positiva. Esta tensão apresenta variações bem rápidas cada vez que ocorre uma comutação das bobinas.

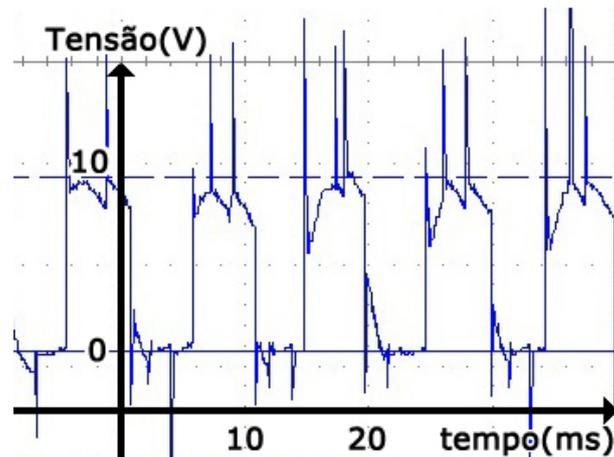


Figura 4.13: Tensão de uma fase durante operação.

A Figura 4.14 é uma amostra de corrente de fase com a atuação do PWM com 60% do ciclo de operação o que causou uma redução na corrente efetiva de fase e na velocidade do motor que se reduziu para 218 rpm. O motor só foi capaz de partir com o PWM ajustado com regime de trabalho máximo. O ajuste de velocidade só foi possível depois que motor atingiu regime permanente.

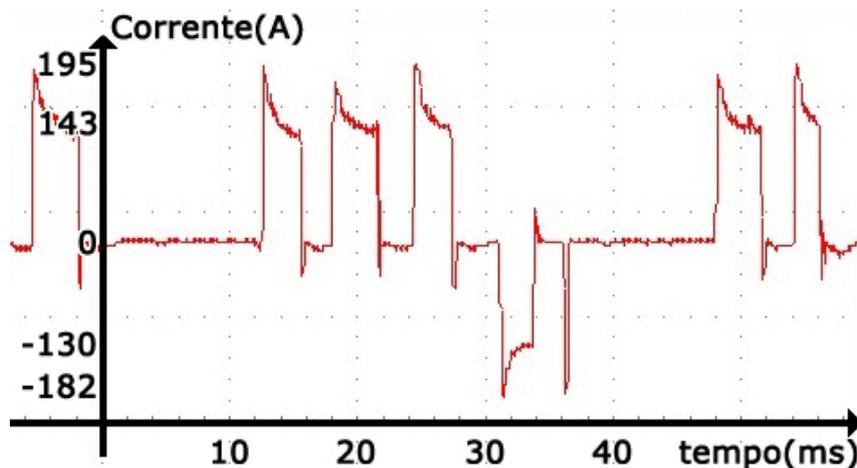


Figura 4.14: Corrente de fase com aplicação do pwm.

As medidas de corrente e tensão também foram feitas na saída da bateria. Elas ajudam a entender o comportamento das variáveis físicas do ponto de vista da bateria. Uma das grandezas de interesse nesse nó é a corrente de partida do motor. A Figura 4.15 traz um registro vindo do osciloscópio dessa corrente junto com a tensão da fonte. A leitura indica

que a corrente de partida atingiu um limite de 416 A, mais tarde, ela começou a decair e adquirir os ruídos característicos das comutações, como mostra a Figura 4.16, onde ela passa a mostrar um valor efetivo de 260 A. Nesse intervalo a tensão cai de aproximadamente 15 V, no repouso, para uns 9,89 V efetivos; a potência média nesse instante é de 2,57 kW.

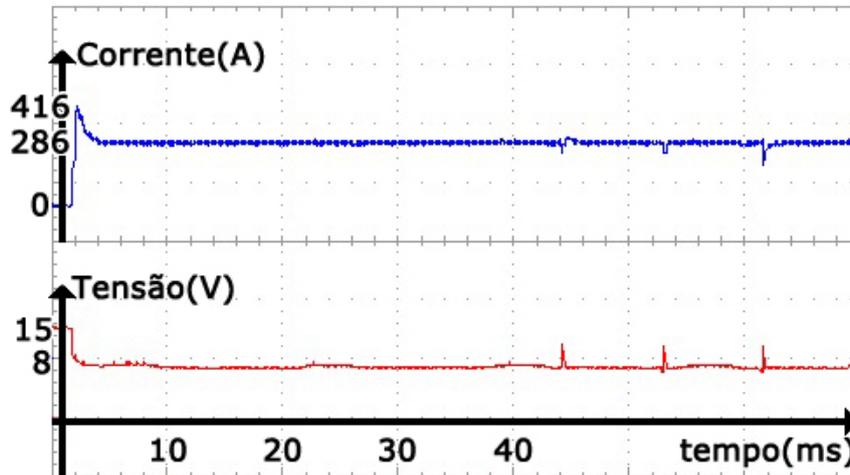


Figura 4.15: Corrente de partida do motor(acima) e tensão da fonte (abaixo).

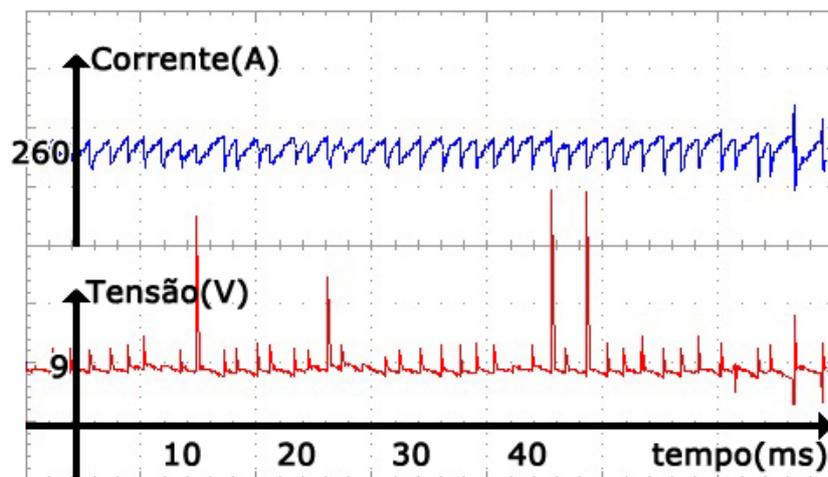


Figura 4.16: Corrente(acima) e tensão(abaixo) da fonte em regime permanente.

As medidas na fonte ajudam a levantar uma constante que relaciona corrente da fonte e torque efetivo do motor. Isso é possível ao tratá-lo através do modelo simplificado de comutação perfeita, seção 2.2.5. Aproveitando que a bateria descarregava ao longo dos ensaios, foram anotados os valores de corrente na fonte, tensão da fonte e velocidade do motor. Todos os valores foram colocados na Tabela 4.2.

Tabela 4.2: Corrente e tensão da fonte e velocidade do motor.

| $I_{f,rms}[A]$ | $V_{f,rms}[V]$ | $w[rad/s]$ |
|----------------|----------------|------------|
| 73,12          | 8,52           | 51,65      |
| 70,53          | 8,46           | 52,49      |
| 90,91          | 9,60           | 52,97      |
| 88,70          | 8,42           | 53,85      |
| 91,30          | 8,97           | 54,73      |
| 93,89          | 9,66           | 55,05      |
| 104,28         | 10,11          | 55,29      |
| 96,49          | 10,46          | 55,41      |
| 104,28         | 9,71           | 55,83      |
| 104,28         | 10,21          | 57,74      |
| 117,26         | 9,75           | 60,32      |

Ao aplicar os dados da Tabela 4.2 na Equação 2.15, é encontrada uma constante  $K_t$  média de  $0,12 \text{ Nm/A}$  com desvio padrão de  $0,01 \text{ Nm/A}$ . Essa constante permite obter estimativas do torque para determinadas correntes da fonte. Na partida o torque chega a  $49,92 \text{ Nm}$  e, para um regime permanente de  $260 \text{ A}$ , o toque converge para  $31,2 \text{ Nm}$ .

# Capítulo 5

## Conclusões

O motor elétrico pode ser enquadrado na classe dos motores BLDC. A sua operação requisitou a integração de vários subsistemas que vão de sistemas de acionamento elétrico, instrumentação mecânica e processamento de sinais. No final foi obtido um sistema que pode dar partida a bancada e a manteve rodando a velocidades compatíveis com a rotação mínima típica de motores a combustão. Medições de corrente, velocidade e tensão da bancada foram importantes para exposição de resultados e até mesmo identificação do motor. A modelagem magnética ajudou a identificar a eficiência do enlace magnético e identificou um ponto que pode ser melhorado no projeto do motor.

O motor BLDC da bancada é de fluxo axial e é capaz de dar partida ao conjunto, mas não é tão apropriado para um ensaio prolongado cujo torque venha exclusivamente dele. O projeto do motor pode ser revisado em um sentido de torná-lo mais eficiente no acoplamento magnético e com a relação de corrente e condutores no motor. Por meio de simulações com aplicações simples de distribuição do fluxo magnético em coordenadas polares, foi possível obter uma previsão do comportamento do motor. Uma análise da disposição dos elementos do motor permitiu identificar como que os enrolamentos do motor deveriam ser acionados para criar torque. O conhecimento dessa associação permitiu a criação do desenho e a confecção dos condutores da borneira do motor.

O motor é alimentado por um inversor trifásico que foi confeccionado para suportar as correntes do motor, principalmente na partida. O inversor é constituído por 6 bancos de 4 transistores do tipo NMOS. Esse transistor garantiu a aplicação de correntes maiores que 100 A com uma resistência de operação da ordem de poucos micro  $\Omega$ . O revés desse transistor é a necessidade da aplicação de tensões específicas no seu gate na hora do acionamento, por isso um circuito de operação desses terminais, um driver, foi desenvolvido.

O driver desenvolvido teve o microprocessador ATmega como central de computação. O processador pode operar o motor sem dificuldades no escopo de velocidades encontradas,

mas começou a apresentar alguns problemas quando foi necessário colocá-lo para calcular velocidades, correntes, mostrar esses resultados para um meio externo e gerar o sinal modulador da tensão aplicada ao meio externo. No final ficou clara a necessidade de usar um microprocessador mais célere ou realizar a separação dessas operações em hardware dedicados que possam fazer esses cálculos e criar sinais por conta própria.

Os sensores de corrente, velocidade e campo magnético se provaram vitais para o acionamento e avaliação do motor. Depois da aplicação cuidadosa de um anel externo de ímãs que representassem os polos de rotor, os sensores Hall puderam gerar os sinais de controle necessários para comutar as bobinas do motor. O sensor Hall ainda foi aproveitado para a medição da rotação do motor e dessa forma foi possível gerar um sinal proporcional à velocidade do motor que pudesse ser lido em um osciloscópio. O sensor de corrente cujo componente principal é o LEM-100P foi bem importante para se compreender as correntes nos principais ramos do circuito, porém os resultados experimentais mostraram que as primeiras estimativas das resistências do motor estavam equivocadas e que um sensor para correntes maiores seria necessário para ter medidas mais acuradas.

A eletrônica por trás do driver se provou sensível à qualidade da tensão de alimentação que é aplicada ao driver. Quando essa tensão era compartilhada com motor, o dispositivo era alimentado com uma tensão ruidosa e bem próxima do limiar mínimo de atuação dos circuitos operadores de gate. Depois de alimentar o driver com uma fonte externa e bem regulada, o driver pôde operar o inversor apropriadamente sem interferir no ciclo do motor. O gate driver IR2010 foi um componente central para a função de polarizar os gate dos transistores, sobretudo na criação de tensões maiores que a tensão máxima do inversor por meio do processo de bootstrapping. A adição de componentes de proteção de gate foi importante para uma operação segura do inversor. Nas condições experimentais em que as baterias sem encontravam em melhores condições de carga, foi observada uma velocidade máxima de 600 rpm para o motor sem carga. Por meio de medidas indiretas, o torque induzido foi estimado para esse caso experimental. O valor atingido pelo torque nessas condições foi de 56 Nm.

Para as sugestões de trabalhos futuros fica a elaboração de uma placa de circuito impresso que reúne todos os elementos do driver, no mesmo embalo, esse trabalho poderia encapsular essa placa e o inversor em uma caixa fechada com terminais para as baterias e para as fases e com displays mostrando a velocidade e corrente do motor. O único elemento de ajuste seria um potenciômetro para ajuste. Outro trabalho poderia focar na criação de um motor elétrico semelhante ao da bancada considerando a alocação de condutores mais robustos e incluindo um sistema de arrefecimento no projeto. Tudo isso junto de um estudo de sua distribuição magnética por meio de técnicas de elementos finitos.

# Referências

- [1] - Z. Nasiri-Gheidari; H. Lesani, “A Survey on Axial Flux Induction Motors”, publicado na *Przeglad Elektrotechniczny*, Irã. 2012.
- [2] - D. Moreels; P. Leij, “HIGH EFFICIENCY AXIAL FLUX MACHINES”, **whitepaper** da MAGNAX, Bélgica, 2018.
- [3] - H. B. Chaves, “BANCADA HÍBRIDA COMBUSTÃO/ENERGIA ELÉTRICA”, 2017, 102p., monografia de conclusão de curso em engenharia de energia, FGA, UNB, Brasília, 2017.
- [4] - J. Rocha, “Funcionamento do Motor de Combustão Interna”, disponível em < <https://mundoeducacao.bol.uol.com.br/quimica/funcionamento-motor-combustao-interna.htm> > acessado em fev. 2020.
- [5] - Autor desconhecido, “Crankshaft”, disponível em < <https://www.cars.com/auto-repair/glossary/crankshaft/> > acessado em fev. 2020.
- [6] - MIT Electric Vehicle Team, “Electric Powertrains”, EUA, Abril, 2008.
- [7] - M. Kumari, P. R. Thakura; D.R. Badodkar, “Design of Series Hybrid Electric Vehicles”, Mumbai, 2012.
- [8] - S.D. Sudhoff, “Power Magnetic Devices: A Multi-Objective Design Approach”, Wiley-IEEE Press, primeira edição, 2014.
- [9] - S. Hulst, ”The Basics of Motor Selection”, **whitepaper** da Groschopp, EUA, 2016.
- [10] - S. J. Chapman, “Fundamentos de Máquinas Elétricas”, McGraw-Hill, 5ª edição, EUA, 2011.
- [11] - T. J. E. Miller - “Brushless Permanent Magnet and Reluctance Motor Drives”, Oxford University Press, EUA, Nova Iorque, 1989.
- [12] - D. Hanselman, “Brushless Permanent Magnet Motor Design”, EUA, 2006.

- [13] - C.L. Cham ; Z. Bin Samad - “Brushless DC Motor Electromagnetic Torque Estimation with Single-Phase Current Sensing”, Journal of Electrical Engineering and Technology, Vo.l 9, No. 3: 866-872, 2014
- [14] - M. Miyamasu; K. Akatsu, “Efficiency comparison between brushless dc motor and brushless Ac motor considering driving method and machine design”, Publicado na: IECON 2011 - 37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2011.
- [15] - A. M. Harrington; C. Kroninger, “Characterization of Small DC Brushed and Brushless Motors”, Army Research Laboratory, EUA, Março, 2013.
- [16] - Md A. Kabir; A. Ahmed;I. Husain, “Axial Flux Segmental Rotor Flux-Switching Synchronous Motor”, Publicado em: 2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2015.
- [17] - A. Mahmoudi; S. Kahourzade; N. A. Rahim, H. W. Ping, M. N. Uddin, “Design and prototyping of an optimised axial-flux permanent-magnet synchronous machine”, IET Electric Power Applications, Volume: 7, Issue: 5, Maio, 2013.
- [18] - M. Aydin ; M. Gulec, “Reduction of Cogging Torque in Double-Rotor Axial-Flux Permanent-Magnet Disk Motors: A Review of Cost-Effective Magnet-Skewing Techniques With Experimental Verification”, Publicado em: IEEE Transactions on Industrial Electronics , Volume: 61 , Issue: 9 , Set., 2014.
- [19] - Sedra Smith, ” Microeletrônica”, Pearson Universidades, 5ª edição, EUA, maio, 2007.
- [20] - TOSHIBA , “MOSFET Gate Drive Circuit”, nota técnica, 2018.
- [21] - Fairchild, ”Design and Application Guide of Bootstrap Circuit for High-Voltage Gate-Drive IC”, nota técnica, 2018.
- [22] - Honeywell, ” HALL EFFECT SENSING AND APPLICATION”, nota técnica, Illinois, EUA.
- [23] - Autor desconhecido, “Gurgel BR-800, especificações técnicas”, disponível em: < [https : //www.gurgel800.com.br/gurgel/br800/especificacoes.php](https://www.gurgel800.com.br/gurgel/br800/especificacoes.php) – > acessado em fev., 2020.
- [24] - F. Bitu, “Grandes brasileiros: Gurgel BR-800”, disponível em: < [https : //quatorodas.abril.com.br/noticias/grandes-brasileiros-gurgel-br-800](https://quatorodas.abril.com.br/noticias/grandes-brasileiros-gurgel-br-800) > acessado em fev., 2020.
- [25] - Autor desconhecido, “Permeability”, disponível em: < [https : //www.engineeringtoolbox.com/permeability - d\\_1923.html](https://www.engineeringtoolbox.com/permeability-d_1923.html) > acessado em fev., 2020.
- [26] - Autor desconhecido, “Gurgel BR-800, especificações técnicas”, disponível em: < [https : //en.wikipedia.org/wiki/Permeability\(electromagnetism\)](https://en.wikipedia.org/wiki/Permeability(electromagnetism)) > acessado em fev., 2020.

- [27] - International Rectifier, "Data Sheet No. PD60195-D", nota técnica, Califórnia, EUA, 2004..
- [28] - International Rectifier, "Data Sheet No. PD-91279E", nota técnica, Califórnia, EUA, 2004.
- [29] - P. H. Alves, "Projeto e Construção de um Sistema de Aquisição e Condicionamento de Sinais Para Monitoramento da Qualidade de Energia", 2017, 43p., monografia de conclusão de curso em engenharia de energia, FGA , UnB, Brasília, 2017.
- [30] - P. Kurronen, J. Pyrhönen, "Analytic calculation of axial-flux permanent-magnet motor torque", IET Electric Power Applications, fev., 2007.
- [31] - S. Kahourzade, A. Mahmoudi, N. A. Rahim, W. Hew, "Sizing equation and Finite Element Analysis optimum design of axial-flux permanent-magnet motor for electric vehicle direct drive", Progress In Electromagnetics Research, junho, 2012.
- [32] - C. Koechli, Y. Perriard, "Analytical Model for Slotless Permanent Magnet Axial Flux Motors", 2013 International Electric Machines Drives Conference, EUA, maio, 2013.
- [33] - P. R. Upadhyay, K. R. Rajagopa, "FE Analysis and Computer-Aided Design of a Sandwiched Axial-Flux Permanent Magnet Brushless DC Motor", IEEE Transactions on Magnetics, Volume: 42 , Issue: 10 , out., 2006.
- [34] - A. Mahmoudi, S. Kahourzade, M. N. Uddin, N. A. Rahim, W. Hew, "Line-Start Axial-Flux Permanent-Magnet Synchronous Motor", 2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, EUA, out., 2013.
- [35] - A. Gerlando, G. M. Foglia, M. F. Iacchetti, R. Perini, "Sizing Comparison of Axial Flux PM Motors, for Automotive Application", 2014 XXI International Conference on Electrical Machines (ICEM), set., 2014.
- [36] - A. Mahmoudi, S. Kahourzade, N. A. Rahim, W. Hew, M. N. Uddin, "Design, Analysis, and Prototyping of a Novel-Structured Solid-Rotor-Ringed Line-Start Axial-Flux Permanent-Magnet Motor ", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Volume: 61 , Issue: 4 , abril, 2014.
- [37] - K. Abbaszadeh, S. S. Maroufian, "Axial Flux Permanent Magnet Motor Modeling using Magnetic Equivalent Circuit", 2013 21st Iranian Conference on Electrical Engineering (ICEE), Iran, maio, 2013.
- [38] - M. Fasil, N. Mijatovic, B. B. Jensen, J. Holboll, "Finite-Element Model-Based Design Synthesis of Axial Flux PMBLDC Motors", IEEE Transactions on Applied Superconductivity, Volume: 26 , Issue: 4 , junho, 2016.
- [39] - Md A. Kabir, A. Ahmed, I. Husain, "Axial Flux Segmental Rotor Flux-Switching Synchronous Motor", 2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Canada, set., 2015.

- [40] - A.G. Jack, B.C. Mecrow, G. Nord, P.G. Dickinson, "Axial Flux Motors Using Compacted Insulated Iron Powder and Laminations – Design and Test Results", IEEE International Conference on Electric Machines and Drives, EUA, maio, 2005.
- [41] - A. Mahmoudi, S. Kahourzade, N. A. Rahim, H. Ping, M. N. Uddin, "Design and prototyping of an optimised axial-flux permanent-magnet synchronous machine", IET Electric Power Applications, Volume: 7 , Issue: 5 , maio, 2013.
- [42] - Li Hao, M. Lin, Da Xu, X. Fu, W. Zhang, "Static Characteristics of a Novel Axial Field Flux-Switching Permanent Magnet Motor with Three Stator Structures", IEEE Transactions on Magnetics, Volume: 50 , Issue: 1 , jan., 2014.
- [43] - J. S. L. Hincapié ,A. V. Sandoval, J. Z. Parra, "AXIAL FLUX ELECTRIC MOTOR", Military University of New Granada. Mechatronics Engineering, Bogotá, Colombia.
- [44] - F. Daldaban, E. Çetin, "Prototyping of Axial Flux Permanent Magnet Motors",Erciyes University, Turkey, junho, 2015.
- [45] - D. Patel, R. Saravanakumar, K.K.Ray, Ramesh .R, "A Review of Various Carrier based PWM Methods for Multilevel Inverter", India International Conference on Power Electronics 2010 (IICPE2010), India, jan., 2010.
- [46] - F. Sebaaly, H. Y. Kanaan, N. Moubayed , "Three-Level Neutral-Point-Clamped Inverters in Transformerless PV Systems – State of the Art", MELECON 2014 - 2014 17th IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference, Líbano, abril, 2014.
- [47] - A. K. Koshti, M.N.Rao, "A Brief review on multilevel inverter topologies", 2017 International Conference on Data Management, Analytics and Innovation (ICDMAI), Índia, fev., 2017.
- [48]- S. H. Rhyu, S. Khaliq, R. E. Kim, K. D. Lee, "Design and analysis of axial flux permanent magnet motor for electric bicycles with hybrid stator core", 2017 20th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), Austrália, agosto, 2017.
- [49] - A. Rana, A. V. Khergade, S.B. Bodkhe, "Closed loop control of axial flux permanent magnet BLDC motor for electric vehicles", 2016 IEEE 6th International Conference on Power Systems (ICPS), Índia, março, 2016.
- [50] - Arnold Magnetic Technologies Corp, "N52M-151021", nota técnica, disponível em:<<https://www.arnoldmagnetics.co.uk/products/neodymium-iron-boron-magnets/>>. acessado em fev. 2020.
- [51] - S. S Nair, S. Nalakath , S. J. Dhinagar , "Design and Analysis of Axial Flux Permanent Magnet BLDC Motor for Automotive Applications", 2011 IEEE International Electric Machines Drives Conference (IEMDC) , Canadá, maio, 2011.

# Anexo I

## Repositório de códigos

Os códigos de operação do arduino e da simulação dinâmica do motor se encontram em um repositório no GitHub no seguinte link:<<https://github.com/AlexN-R/Dissertao-mestrado—Alex-do-Nascimento>>.