

FACULDADE DE ENGENHARIA DE ILHA SOLTEIRA – UNESP
CURSO DE GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

GUILHERME YUJI COLMANETTI NAKASHIMA

ANÁLISE DO MOTOR CC SEM ESCOVAS

ILHA SOLTEIRA, SÃO PAULO

2021

GUILHERME YUJI COLMANETTI NAKASHIMA

ANÁLISE DO MOTOR CC SEM ESCOVAS

Trabalho de Graduação apresentado à Faculdade de Engenharia do Campus de Ilha Solteira – Unesp, como parte dos requisitos para obtenção do título de Engenheiro Eletricista.

Prof. Dr. Falcondes José Mendes de Seixas

Orientador

ILHA SOLTEIRA, SÃO PAULO

2021

FICHA CATALOGRÁFICA
Desenvolvido pelo Serviço Técnico de Biblioteca e Documentação

N163a Nakashima, Guilherme Yuji.
Análise do motor CC sem escovas / Guilherme Yuji Nakashima. -- Ilha Solteira: [s.n.], 2021
82 f. : il.

Trabalho de conclusão de curso (Graduação em Engenharia Elétrica) -
Universidade Estadual Paulista, Faculdade de Engenharia, Ilha Solteira, 2021

Orientador: Falcondes José Mendes de Seixas
Inclui bibliografia

1. Brushless. 2. Sensorless. 3. Sensor Hall.

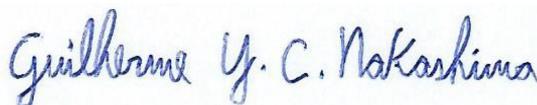
ATA DE DEFESA DE TRABALHO DE GRADUAÇÃO

Aos dezessete dias do mês de junho do ano de dois mil e vinte e um, o discente **Guilherme Yuji Colmanetti Nakashima**, matriculado sob o nº 132054809, tendo como banca examinadora o seu orientador, o *Prof. Dr. Falcondes José Mendes de Seixas*, *Prof. Dr. Claudiner Mendes de Seixas* e o *MSc. Lucas Carvalho Souza*, apresentou o Trabalho de Graduação intitulado "ANÁLISE DO MOTOR CC SEM ESCOVAS" obtendo a nota 9,0 (nove) e conceito Aprovado.



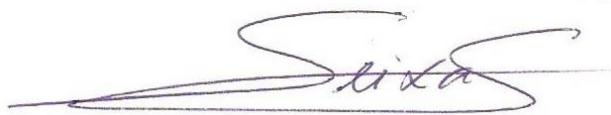
Prof. Dr. Falcondes José Mendes de Seixas

- orientador -



Guilherme Yuji Colmanetti Nakashima

- discente -



Prof. Dr. Claudiner Mendes de Seixas

- Membro da Banca -

IFSP – Votuporanga/SP



MSc. Lucas Carvalho Souza

- Membro da Banca -

IFG – Jataí/GO

DEDICO

A toda minha família, em especial aos meus pais Josana e Milton esta conquista que também faz parte da história deles.

AGRADECIMENTOS

Primeiramente agradeço a Deus por me proporcionar grandes conquistas e a vencer grandes desafios estando sempre presente em todos os momentos da minha vida. Agradeço sempre por me dar forças para seguir em frente diante das dificuldades e me ajudar a enfrentar os obstáculos que aparecem pelo caminho.

À minha família, em especial aos meus pais Josana e Milton que sempre me deram apoio e me ensinaram que na vida tudo é conquistado com muito esforço, perseverança e dedicação e com certeza foram fundamentais durante toda minha trajetória durante a faculdade.

Aos meus avós maternos Iovanny e José e aos meus tios José Reinaldo e Elder que também sempre torceram por mim e me ensinaram a acreditar em minha capacidade.

À minha avó paterna Mioko, aos meus tios Amélia e Jorge e aos meus primos William e Melissa que também sempre me apoiaram, acreditaram e torceram por mim.

A todos os professores que contribuíram muito para o meu desenvolvimento durante toda minha trajetória acadêmica, especialmente ao Prof. Dr. Falcondes José Mendes de Seixas, pela orientação e ao Doutorando Douglas Carvalho Morais, muito obrigado por todo o aprendizado, pela atenção e paciência.

Ao senhor Manoel da Bicletaria do Mané de Ilha Solteira por ter feito a doação do motor. Sem a ajuda dele, não seria possível a realização deste trabalho.

Aos técnicos de laboratório Chaves, Adilson e Everaldo por sempre me auxiliarem nos momentos em que precisei da ajuda deles.

Ao pessoal do Laboratório de Eletrônica de Potência, Prof. Dr. Guilherme, Prof. Dr. João, Prof. Dr. Marcos, Lucas e Luis por sempre me ajudarem também nos momentos em que precisei.

Aos meus amigos Luiz Henrique, Vanderlei, João Vitor, Lucas e Aref obrigado pelo companheirismo, amizade e aprendizado durante todos esses anos da graduação que com certeza foram fundamentais para esta conquista.

Aos meus companheiros de turma Caique, Arthur, Pedro, Jack, Iago, Vitor, Mario e Matheus por me ensinarem e aprenderem juntamente comigo durante toda a faculdade.

“A vida é muito curta para ser
pequena.” *Benjamin Disraeli*

RESUMO

Este trabalho de graduação possui como objetivo ilustrar o funcionamento dos motores de corrente contínua do tipo sem escovas, evidenciando suas características, vantagens e desvantagens em relação aos motores que utilizam escovas. Serão evidenciados também os métodos de controle para esse tipo de motor, sendo um deles o método em que não são utilizados os sensores do motor o qual é denominado de Sensorless e o outro em que se utilizam os sensores Hall presentes no motor, sendo este o método que foi utilizado para este trabalho. Como forma de complementar e auxiliar o estudo desenvolvido, utilizou-se de um motor de uma bicicleta elétrica de 48Volts, 800Watts e de 46 polos para realizar os testes e ensaios do controlador desenvolvido.

Palavras chave: Motor CC sem escovas. *Brushless*. Sensorless. Sensor Hall.

ABSTRACT

This graduation work aims to illustrate the operation of brushless DC motors, demonstrating their advantages and disadvantages in relation to motors that use brushes. The control methods for this type of motor will also be presented, one of which is the method in which the sensors of the motor are not used which is called Sensorless and the other in which the Hall sensors present in the motor are used, being this the method that was developed for this work. As a way to complement and assist the developed study, it was used a motor of an electric bicycle of 48Volts, 800Watts and 46 poles to carry out the tests and trials of the developed controller.

Keywords: Brushless DC motor. Brushless. Sensorless. Sensor Hall.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Motor Brushless e seus componentes principais	15
Figura 2 – Forma de Onda Trapezoidal.....	16
Figura 3 – Forma de Onda Senoidal.....	16
Figura 4 – Estator de um Motor Brushless	17
Figura 5 – Rotor Interno	18
Figura 6– Rotor Externo.....	19
Figura 7– Rotor de entreferro axial	19
Figura 8 – Corrente elétrica através de um semicondutor.	21
Figura 9 – Efeito de um campo magnético em um semicondutor	22
Figura 10 – Sensores Hall no motor Brushless.....	23
Figura 11 – Curva Característica Torque versus Velocidade	25
Figura 12 – Ponte Trifásica	28
Figura 13– Típica forma de onda da corrente em um motor Brushless	29
Figura 14– Sequência de energização das bobinas de um motor Brushless.	30
Figura 15 - Sinais sensores Hall, força contra eletromotriz, torque de saída e corrente de fase	33
Figura 16 – Diagrama de Blocos de um controlador Sensorless para um motor Brushless.	34
Figura 17– Diagrama de blocos controlador com sensor Hall para um motor Brushless	36
Figura 18 – Motor Brushless utilizado no projeto	38
Figura 19 – Visão da parte interna do Motor Brushless	39
Figura 20 – Sensores Hall no Estator	40
Figura 21– Layout para bobinagem do motor com $Q_s=51$ e $p=46$	43
Figura 22 – Colocação das bobinas nas ranhuras	44
Figura 23 – Esquema de bobinagem MSIP com $Q_s=51$ e $p=46$ enrolamento concentrado não sobreposto e de camada dupla.....	45
Figura 24 – Construção interna do módulo IRAM136-3023B	48
Figura 25 – Conexões Típicas do módulo IRAM136-3023B.....	49
Figura 26 – Simplificação do modo de operação do driver interno do IRAM136-3023B.....	50
Figura 27 – Placa Protótipo desenvolvida	51
Figura 28 – Diagrama de blocos simplificado de todo o circuito	51
Figura 29– Regulador de Tensão LM 7812.....	52
Figura 30 – Regulador de Tensão LM 7805.....	52
Figura 31 – LEDs Representando o Acionamento dos Transistores	53
Figura 32– Conector USB e borne de acionamento do freio	53
Figura 33 – Microcontrolador Arduino UNO.....	54
Figura 34 – Fonte trifásica com saída CC de até 30A	63
Figura 35 – Montagem experimental para realização de ensaios	64
Figura 36 – Simulação das tensões entre as fases do motor.	65
Figura 37 – Simulação das correntes nas fases do motor.	66
Figura 38 – Tensão entre as fases A e B do motor com escala de tensão em 5V/div e escala de tempo em 10ms/div.....	66
Figura 39 – Formas de onda das correntes em cada fase do motor com escala de corrente em 200mA/div e escala de tempo em 4ms/div.	67
Figura 40 – Formas de onda dos sensores Hall com escala de tensão em 5V/div e escala de tempo em 10ms/div	67
Figura 41– Sinal dos sensores Hall com escala de tensão em 5V/div e escala de tempo em 5ms/div.....	68
Figura 42 – Forma de onda na saída da fonte de alimentação com escala de tensão em 5V/div e escala de tempo em 10ms/div.....	69

LISTA DE TABELAS

Tabela 1– Comparação motor Brushless e motor DC convencional (Brushed)	27
Tabela 2 – Sequência de alimentação das fases para o sentido horário	36
Tabela 3 – Sequência de alimentação das fases para o sentido anti-horário.....	37
Tabela 4 – Declaração de variáveis e configuração da pinagem (continua)	57
Tabela 5– Rotina de Interrupção ISR	58
Tabela 6 – Lógica utilizada para a comutação (continua)	59

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

Brushless: Motor CC sem escovas

EMI: Interferências eletromagnéticas

ESC: *Electronic Speed Control*

f.c.e.m.: força contra eletromotriz

FEM: Força Eletromotriz

FMM: Força Magnetomotriz

HD: Hard Disk – Disco Rígido

Hoverboard: Skate Elétrico

IGBT: *Insulated Gate Bipolar Transistor*

LED: *Light-Emitting Diode*

MOSFET: *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*

MSIP: Máquina Síncrona de Imã Permanente

Nd: Neodímio

NdFeB: Neodímio, Ferrite e Boro

PWM: *Pulse-Width Modulation*

Sensorless: Sem sensor

SmCo: Samário-Cobalto

Tp: Torque de Pico

Tr: Torque Nominal

SUMÁRIO

CAPÍTULO 1 – INTRODUÇÃO	12
CAPÍTULO 2 – ASPECTOS CONSTRUTIVOS	13
2.1 Introdução	14
2.2 Estator	15
2.3 Rotor	17
2.3.1 Rotor Interno	18
2.3.2 Rotor Externo	18
2.3.3 Rotor de Entreferro Axial	19
2.4 Lei de Faraday	20
2.5 Sensor de Efeito HALL	20
2.5.1 Força de Lorentz	20
2.5.2 O Efeito HALL	21
2.6 Número de slots e pólos do estator	24
2.7 Característica torque versus velocidade	24
2.8 Motores CC com Escovas X Motores <i>Brushless</i>	26
CAPÍTULO 3 – MÉTODOS DE ACIONAMENTO E CONTROLE	27
3.1 CONTROLE DA COMUTAÇÃO POR MEIO DA FORÇA CONTRA ELETROMOTRIZ (F.C.E.M.)	31
3.1.1 O MÉTODO SENSORLESS	32
3.1.2 MÉTODO DE CONTROLE ATRAVÉS DO SENSOR HALL	35
CAPÍTULO 4 – PROJETO DE UM CONTROLADOR UTILIZANDO SENSOR HALL	38
4.1 – Motor Utilizado	38
4.2- Enrolamento distribuído e Enrolamento concentrado não sobreposto.	40
4.3– Esquema de Bobinamento	41
4.4 Controle utilizando o sensor Hall	45
4.4.1 Módulo IRAM136-3023B	46
4.4.2 – Placa Protótipo	50
4.4.3 Lógica utilizada no microcontrolador	54
CAPÍTULO 5 - RESULTADOS TEÓRICOS E EXPERIMENTAIS	63
CAPÍTULO 6 – CONCLUSÃO E TRABALHOS FUTUROS	70
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	71
APÊNDICE A – FLUXOGRAMA LÓGICA DE CONTROLE	74
APÊNDICE B – ESQUEMÁTICO PLACA PROTÓTIPO	75
APÊNDICE C – CÓDIGO COMPLETO DO PROGRAMA DO ARDUINO	76

CAPÍTULO 1 – INTRODUÇÃO

No âmbito da indústria atual, a questão da eficiência energética é algo que é colocado em pauta com um elevado grau de importância, principalmente no que tange aos padrões de consumo de energia, os quais diferem de anos atrás. Com isso, o que tem sido feito pelas indústrias e pesquisadores em geral, é a busca por novos meios e fontes de energias como a solar e a eólica por exemplo.

Diante de tal situação, e levando em consideração a questão da sustentabilidade, o uso consciente dos recursos naturais e a geração de resíduos, o que as empresas e grandes indústrias atuais tem buscado é a melhoria no uso dessas fontes de energia, a redução dos problemas ambientais relacionados ao consumo dessas fontes de energia com o uso de novas tecnologias.

No setor da indústria, os motores são os responsáveis por cerca de um terço do consumo total da energia produzida no país. Diante dessa afirmação, o Brasil, assim como outros países, estabeleceu normas e regulamentações específicas, com o intuito de auxiliar e incentivar ações que promovam um despertar maior de preocupação com relação ao aumento de eficiência energética e na automatização de processos que fazem uso de motores, máquinas e equipamentos de elevado consumo (AGARELLI, 2015).

Diante disso, ainda possuindo como pauta os motores elétricos, no final do século XIX e começo do século XX, com o desenvolvimento da revolução industrial e a necessidade da produção em massa, o homem passou a fazer maior uso da eletricidade. Com isso, para que fosse possível atender a demanda, viu-se a necessidade da automatização de vários setores da indústria (STEINDORFF, 2003).

A partir desse momento, diversos métodos e esquemas de controle foram desenvolvidos e estudados baseados nos modelos de regime permanente das máquinas, porém nenhum deles era comparável ao desempenho dinâmico da máquina CC. Em consequência do avanço tecnológico industrial, na década de 1970 foi desenvolvida uma tecnologia baseada no modelo vetorial, usando vetores espaciais para a modelagem de Máquinas AC. Mas somente poucos anos depois, através de modelos matemáticos e muita dedicação, é que foi desenvolvido uma teoria geral com relação a motores de indução, ilustrando uma aproximação do comportamento dinâmico de uma máquina CA em relação a uma máquina CC separadamente excitada. Porém este método acabou sendo utilizado somente no âmbito acadêmico, uma vez que sua

implementação na prática se tornaria inviável devido ao complexo processamento de sinais e ao elevado custo de construção (STEINDORFF, 2003).

Posteriormente, no começo dos anos 80, com o surgimento dos primeiros micro controladores digitais, tornou-se mais acessível a implementação desses complexos métodos de controle, possibilitando redução na quantidade de hardware e aumentando a expectativa do desenvolvimento de novas técnicas, pois a partir desse momento o que seria levado mais em conta seria a criatividade e aptidão técnica por parte dos engenheiros que estavam projetando (STEINDORFF, 2003).

Diante de todo esse desenvolvimento que estava ocorrendo na época, também surgiu a necessidade de melhoria no desempenho e na eficiência dos dispositivos e principalmente dos transistores. Possuindo isso como base, houve também avanço no estudo e desenvolvimento de materiais magnéticos, o que possibilitou melhora no desempenho e na eficiência dos drivers, principalmente aqueles que são utilizados para o acionamento dos motores do tipo *Brushless*. Esse tipo de motor tornou-se bastante conhecido nos últimos anos, principalmente pela sua maior eficiência, baixo ruído e baixo custo de manutenção, uma vez que não necessita de manutenções periódicas tal como os motores CC com escovas.

Dessa forma, os motores *Brushless* vem se destacando e ganhando espaço no mercado nos últimos anos, e isso é uma tendência cada vez maior, visto que apesar de o custo desse tipo de motor ainda ser um pouco elevado, ele vem sendo bastante reduzido nos últimos anos, fazendo com que o seu uso e aplicação em diversos equipamentos se tornem muito mais comum como por exemplo em motores de veículos elétricos, drones, discos rígidos de computadores, brinquedos e bicicletas elétricas. Neste trabalho será utilizado um motor *Brushless* de uma bicicleta elétrica que será apresentado na sequência, bem como será mostrado como é a configuração desse tipo de motor e os métodos mais utilizados para se fazer o controle do mesmo.

CAPÍTULO 2 – ASPECTOS CONSTRUTIVOS

Neste capítulo serão abordados os principais componentes de um motor *Brushless* bem como seus princípios de funcionamento e diferenças com relação aos motores com escovas.

2.1 Introdução

Os motores chamados *Brushless* vem ganhando espaço no mercado nos últimos anos, principalmente devido a sua característica de alta durabilidade, confiabilidade, eficiência, baixo ruído e pouca manutenção. Eles já são utilizados em diversos equipamentos domésticos, como ventiladores, aparelhos de som, Discos Rígidos (HD) de computadores, e também vêm sendo implementados em alguns brinquedos como por exemplo o *Hoverboard* (Skate Elétrico), bicicletas elétricas e patinetes elétricos.

Este tipo de motor, como o próprio nome já diz, não utiliza escovas para se realizar a comutação, fazendo com que os métodos de controle sejam um pouco mais complexos do que os populares motores CC. Para que os motores *Brushless* funcionem adequadamente, é necessário um componente eletrônico denominado Controlador Eletrônico de Velocidade ou *Electronic Speed Control* (ESC) o qual realiza a comutação por meio de transistores.

Mesmo que o controle dos motores *Brushless* seja bastante complexo e possua um custo relativamente alto, com o desenvolvimento dos semicondutores e tecnologias cada vez mais avançadas, acredita-se que em um futuro próximo este tipo de motor possua um custo mais baixo e se torne bem mais acessível para a maioria da população.

Dentre as vantagens principais dos motores *Brushless*, podem ser destacados (FORTULAN, 2016):

- Baixa Manutenção;
- Alta Durabilidade;
- Alto Rendimento;
- Alto Torque em baixas rotações;
- Baixo Ruído;

Segundo Moura (2010), uma outra grande vantagem para esses tipos de motores, é a questão da característica entre torque versus velocidade proporcionada, uma vez que este motor é bastante compacto possuindo uma ampla aplicabilidade principalmente em situações em que o espaço físico que se tem disponível seja um fator crítico. Como exemplos de aplicações, podem ser citados bombas para injeção de combustíveis em automóveis, bombas de acionamentos de fluidos como bombas de água, motores de ventilação, motores para aplicação em equipamentos eletro-médicos, parafusadeiras elétricas, motores de drones, aeromodelos,

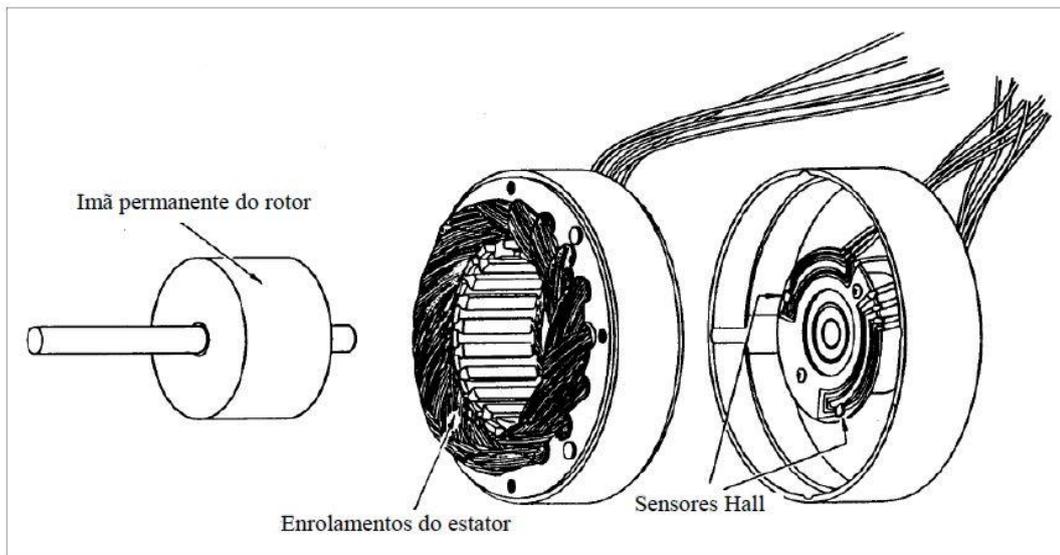
entre outros. Portanto, as aplicações são bastante vastas e podem ser feitas diversas analogias com as aplicações dos motores CC.

Os motores *Brushless* são um tipo de motor síncrono, o que faz com que o campo magnético gerado no estator e o campo do rotor girem na mesma frequência, ou seja, não há a ocorrência do escorregamento, o qual está presente nos motores de indução (MOURA, 2010).

Existem no mercado basicamente três tipos de alimentação dos motores *Brushless*, sendo eles de uma, duas ou três fases, este último é o mais comum e o mais aplicado em larga escala e que também será objeto de estudo deste trabalho (MOURA, 2010).

Na Figura 1 pode ser visualizado a configuração básica de um motor *Brushless*, bem como, seus componentes principais.

Figura 1 – Motor Brushless e seus componentes principais



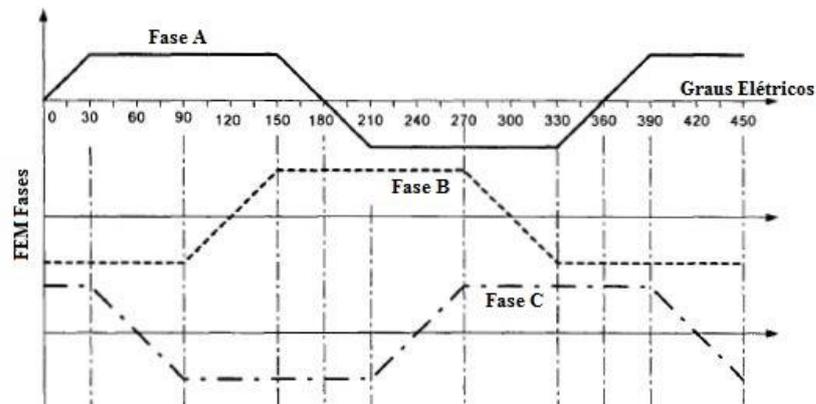
Fonte: (Adaptado de Azevedo, 2006)

2.2 Estator

O estator de um motor *Brushless* é constituído por lâminas de aço sobrepostas, com as bobinas alocadas em ranhuras seccionadas de forma axial ao longo de sua periferia interna, semelhante ao estator de um motor de indução convencional, porém os enrolamentos são distribuídos de forma diferente. Esses enrolamentos são constituídos por bobinas, as quais ficam alojadas nas ranhuras do estator. A maneira como as bobinas são enroladas no estator, dará origem aos polos do estator, provenientes da passagem de corrente elétrica pelos enrolamentos (MOURA, 2010).

Na construção do estator de um motor *Brushless*, existem basicamente duas configurações, sendo elas a trapezoidal e a senoidal. A primeira, como o próprio nome sugere, possui uma forma de onda trapezoidal referente à Força Eletromotriz (FEM) gerada nos enrolamentos do estator. Na Figura 2 pode ser visualizado este tipo de forma de onda (MOURA, 2010).

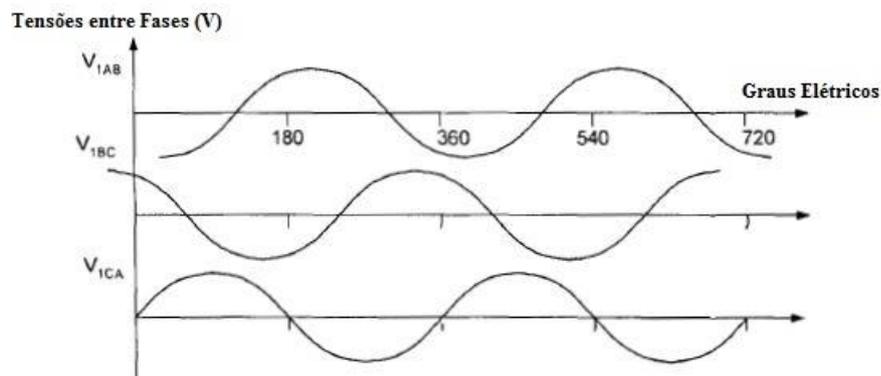
Figura 2 – Forma de Onda Trapezoidal



Fonte: (Adaptado de Gieras, Wing, 1997)

De acordo com Spartano (2006), no segundo tipo de enrolamento, a forma de onda será senoidal, de tal forma que o motor com esse tipo de enrolamento possui algumas vantagens com relação ao primeiro. No motor com enrolamento senoidal o torque de saída é mais homogêneo e suave, e isso ocorre devido ao número de bobinas interligadas no estator ser maior, o que faz com que se eleve o custo de construção desse tipo de estator pelo fato de se ter que usar uma maior quantidade de cobre nos enrolamentos. Na Figura 3 pode ser visualizada uma forma de onda para a configuração de um estator senoidal.

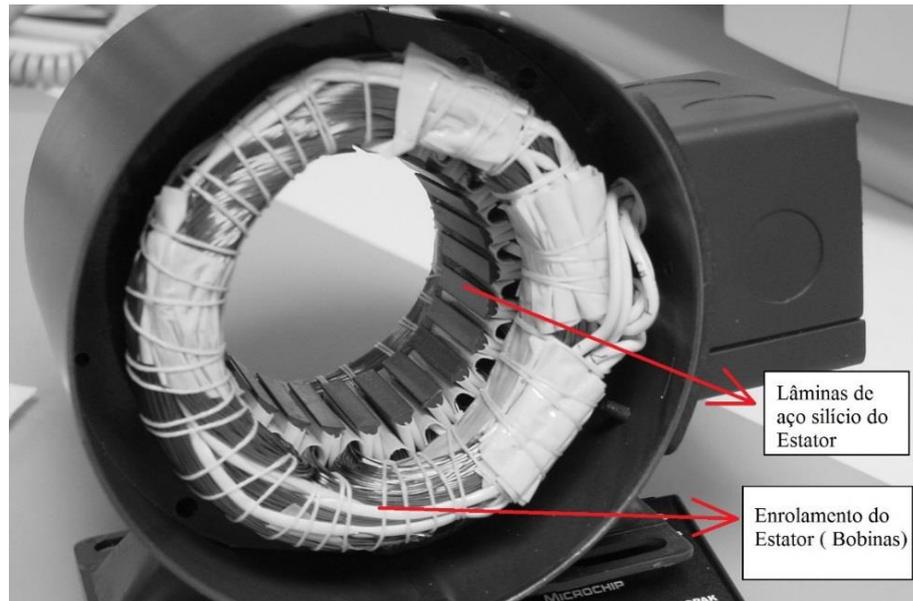
Figura 3 – Forma de Onda Senoidal



Fonte: (Adaptado de Gieras, Wing, 1997)

A utilização de cada tipo de enrolamento de estator irá depender muito da aplicação de cada projeto. Para projetos mais elaborados é recomendado o uso de estatores com formas de onda senoidais, visto que estes possuem uma melhor aplicabilidade, principalmente no que tange a precisão dos movimentos, podendo ser amplamente utilizado para diversas áreas de automação. Na Figura 4 está ilustrado um estator de um motor *Brushless*.

Figura 4 – Estator de um Motor Brushless



Fonte: (Adaptado de Yedamale, 2003)

2.3 Rotor

O rotor de um motor *Brushless* é constituído por ímãs permanentes e sempre é formando por pares de polos alternados variando entre Norte (N) e Sul (S). O material magnético utilizado irá depender da intensidade de campo magnético a qual se deseja, mas geralmente o material mais utilizado é o ferrite, pois é um material que pode ser facilmente encontrado e possui um baixo custo.

De acordo com Spartano (2006), ímãs constituídos de materiais como neodímio (Nd), samário-cobalto (SmCo) e pela junção de neodímio, ferrite e boro (NdFeB) são exemplos de materiais encontrados na natureza e que possuem uma alta capacidade de densidade de fluxo magnético por volume. Estes elementos são bem difíceis de encontrar, e por isso é que são conhecidos por ligas de terras raras, o que faz com que eles possuam um custo bastante elevado. Em contrapartida, para projetos que exijam uma alta performance e rendimento, motores que

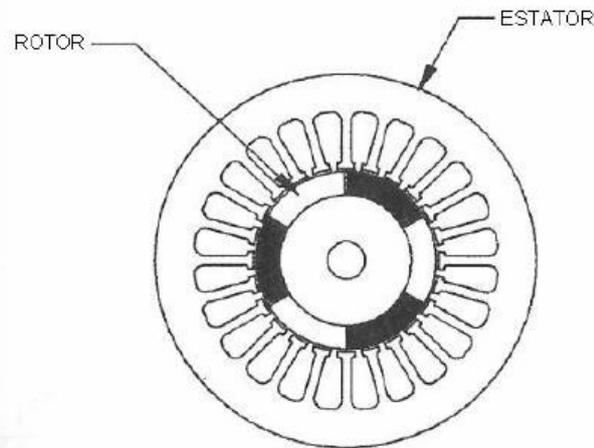
utilizam esses tipos de materiais são bem-vindos, uma vez que proporcionam um alto torque tanto na partida quanto em regime permanente.

Em relação à configuração do rotor de um motor *Brushless*, existem basicamente três classificações mais comuns, essas serão descritas brevemente nas seções subsequentes.

2.3.1 Rotor Interno

O rotor interno é utilizado em aplicações em que se deseja obter um alto torque em baixas rotações. Geralmente o rotor interno é construído com imãs de ferrite ou terras-raras e múltiplos polos. Motores com maior quantidade de polos, possuem um porte maior, o que faz com que seja possível acoplar mecanismos de resfriamento do motor. Uma outra vantagem de se utilizar este tipo de rotor, é a questão do aproveitamento do estator de um motor CA de indução como armadura de um motor *Brushless* de rotor interno. Entretanto, quando se deseja uma maior performance e rendimento logicamente é necessário que se projete adequadamente um estator com o fluxo magnético adequado para cada tipo de projeto (TRINDADE, 2009).

Figura 5 – Rotor Interno



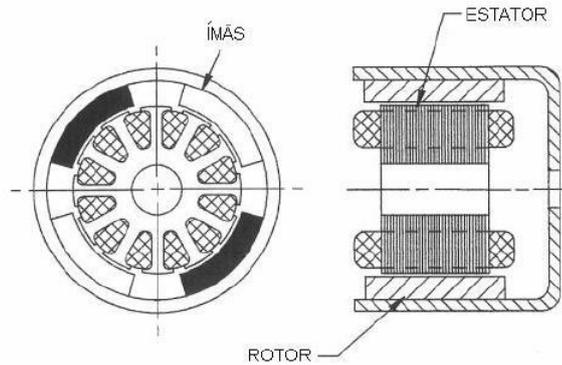
Fonte: (Trindade, 2009)

2.3.2 Rotor Externo

O rotor externo é indicado para projetos que necessitam de velocidades altas e constantes. O rotor externo é de fácil construção e baixo custo, sendo assim mais amplamente aplicado, além do fato de possuir uma inércia relativamente alta, o que facilita sua aplicação em ventiladores por exemplo. Um outro ponto que deve ser ressaltado, é com relação à disposição e montagem dos ímãs do rotor, já que uma vez em funcionamento, as forças atuantes

sobre os ímãs não favorecem deslocamentos. Uma outra vantagem desse tipo de rotor é que o enrolamento de armadura de um motor CC convencional pode ser utilizado como estator de um motor *Brushless* de rotor externo. Um exemplo de utilização deste tipo de rotor são os coolers de computadores e os motores de bicicletas elétricas. (TRINDADE,2009).

Figura 6– Rotor Externo

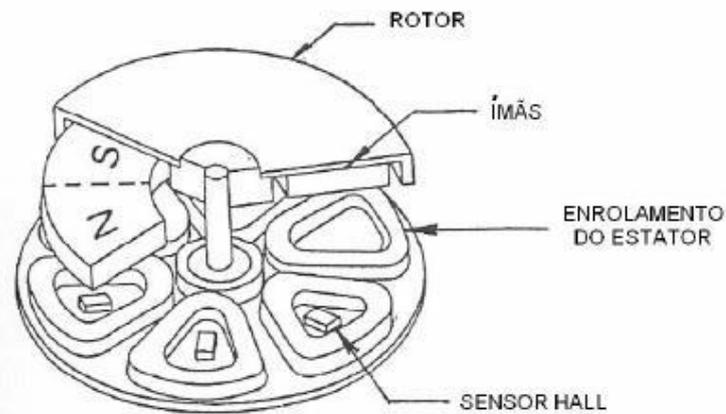


Fonte: (Trindade, 2009)

2.3.3 Rotor de Entreferro Axial

O rotor de entreferro axial é utilizado quando se almeja um motor que possua uma baixa velocidade de maneira constante, com baixa variação de torque e poucas oscilações. Este tipo de rotor é empregado em motores de leitores de CDs, DVDs, videocassetes, discos rígidos, entre outros. (TRINDADE, 2009).

Figura 7– Rotor de entreferro axial



Fonte: (Trindade, 2009)

2.4 Lei de Faraday

Existem diversas leis básicas do eletromagnetismo que são fundamentais para descrever a operação dos motores e geradores elétricos. A primeira delas é a Lei de Faraday, que afirma que a tensão induzida em um circuito é igual a taxa de variação do fluxo magnético. O conceito de variação de fluxo é por convenção pensado como resultado do produto do número de voltas e do fluxo que passa através delas, entretanto isto não seja algo extremamente exato, pois o fluxo é uma distribuição difusa e que pode não ligar todas as voltas igualmente (MILLER;HENDERSHOT, 1994).

A mudança na variação de fluxo pode ser causada pela rotação do imã pelas bobinas do circuito ou por uma mudança em qualquer corrente que esteja contribuindo para o fluxo pelo circuito. A tensão induzida pela rotação é chamada de tensão rotacional. Esta é a natureza da força contra eletromotriz (f.c.e.m) ou de circuito aberto. Uma tensão induzida por uma corrente variável, seja no próprio circuito ou em outro circuito próximo, é às vezes chamada de FEM de um transformador, mas é melhor pensar neste tipo de tensão como estando associada à auto-indutância ($L, di/dt$) ou com indutância mútua ($M di/dt$) (MILLER;HENDERSHOT, 1994).

O termo FEM descreve o circuito como uma fonte elétrica ou gerador. Com esta convenção, a declaração correta da Lei de Faraday é mostrada em (1):

$$e = -d\Psi / d t \quad (1)$$

O sinal de menos é às vezes elevado ao status de uma lei em seu próprio direito – Lei de Lenz. Isso afirma que a corrente, que fluiria se conduzida por e ao redor do circuito, tenderá a estabelecer um fluxo na direção oposta àquela do fluxo que está causando a FEM em primeiro lugar (MILLER;HENDERSHOT, 1994).

2.5 Sensor de Efeito HALL

2.5.1 Força de Lorentz

Quando uma partícula de carga elétrica em movimento com uma velocidade \vec{V} está submetida a um campo magnético \vec{B} , é exercida uma força proporcional a carga elétrica q nessa partícula, força essa que é perpendicular à velocidade e ao campo magnético. Com isso, tem-se (2) (GONZALES, 2014):

$$\vec{F} = q \vec{V} \times \vec{B} \quad (2)$$

Em que:

- \vec{F} representa o valor da força magnética;
- q representa o valor da carga elétrica da partícula;
- \vec{V} representa a velocidade da partícula;
- \vec{B} representa o valor do campo magnético;

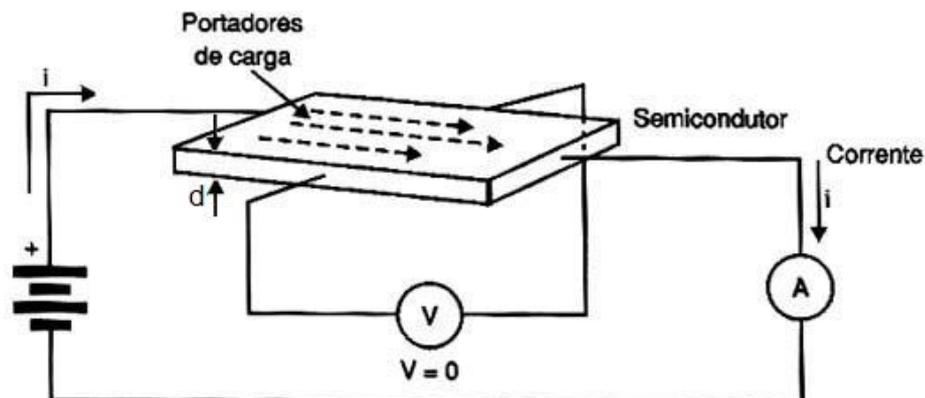
Em (2) tem-se como a força de Lorentz, em geral sua utilização é necessária para verificar o movimento de uma partícula carregada sob a ação combinada dos campos elétrico e magnético (HAYT, 1985).

2.5.2 O Efeito HALL

Descoberto em 1879 por Edwin H. Hall, o princípio do efeito Hall se baseia no seguinte fato: se um condutor percorrido por uma corrente elétrica estiver imerso em um campo magnético, este irá exercer uma força magnética sobre os portadores de carga, ocasionando assim um acúmulo de cargas positivas e negativas nas extremidades do condutor, resultando em uma diferença de potencial entre os extremos. Esta tensão é chamada de efeito Hall (YEDAMALE, 2003).

Para poder ilustrar e entender melhor este fenômeno, pode-se considerar um material semicondutor que não esteja sob a influência de um campo magnético, e que possua uma espessura (d), conduzindo uma corrente elétrica (i) ao longo de seu comprimento, conforme pode ser verificado na Figura 8 (GONZALES, 2014).

Figura 8 – Corrente elétrica através de um semicondutor.

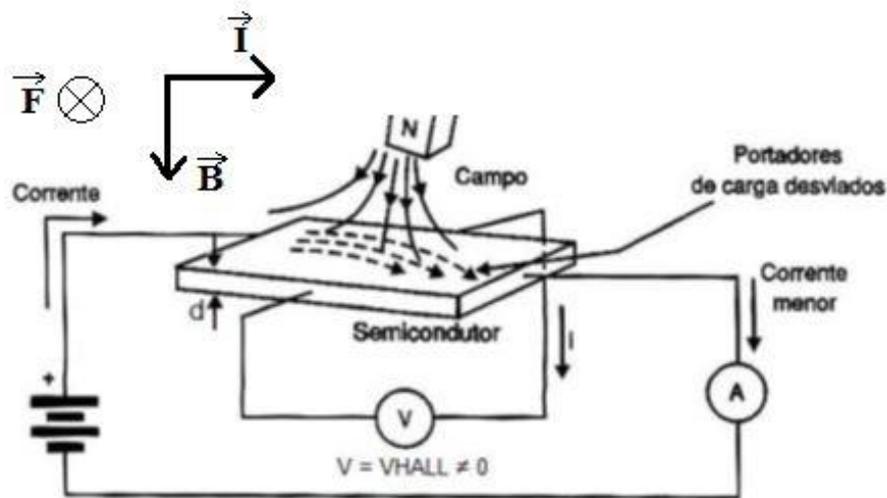


Fonte: (Gonzales, 2014)

A corrente (i) passa pelo material semiconductor com os portadores de carga, de tal maneira que ocorra uma distribuição de maneira uniforme, e não é detectada nenhuma tensão no sentido transversal à corrente (i) (GONZALES, 2014).

Analisando agora uma outra situação em que há a presença de um campo magnético (B) externo atuando sobre o material semiconductor. Irá ocorrer o surgimento de uma força que será perpendicular ao deslocamento da carga, e fará com que as cargas elétricas não consigam atravessar o material semiconductor se distribuindo de maneira uniforme, mas sim de uma forma modificada, de acordo com a Lei de Lorentz, como pode ser verificado na Figura 9 (GONZALES, 2014).

Figura 9 – Efeito de um campo magnético em um semiconductor



Fonte: (Adaptado de Gonzales, 2014)

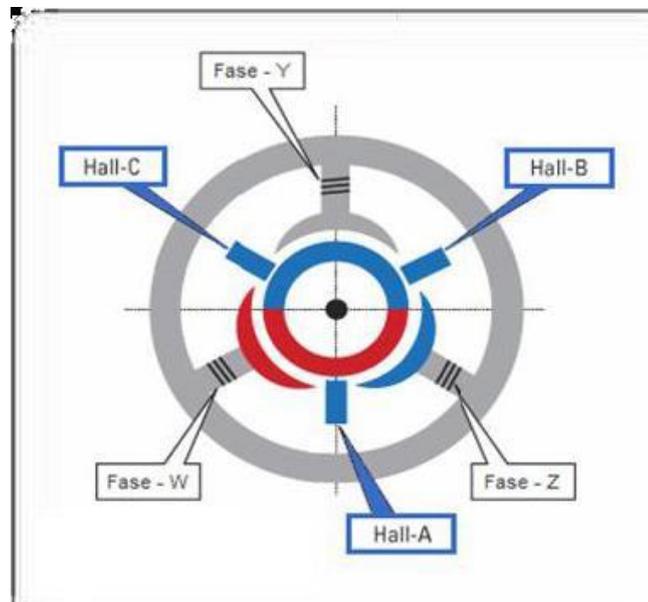
Como consequência desse fato, haverá um acúmulo de cargas positivas e negativas nas extremidades do semiconductor, criando dessa forma uma diferença de potencial entre as faces laterais do condutor. Essa diferença de potencial é chamada de tensão de Hall, ou V_{HALL} (GONZALES, 2014).

Com o descobrimento do efeito Hall, foram desenvolvidos diversos tipos de sensores para as mais diversas finalidades. Na indústria automobilística por exemplo ele é utilizado para aferir a velocidade de rodas e eixos, calcular o tempo de ignição de motores de combustão interna, além do uso de tacômetros e sistemas de freio ABS Também são utilizados em itens de consumo, como por exemplo em impressoras, em que ele é utilizado para verificar tampas que estão abertas ou não, enfim, sua aplicabilidade é bastante ampla. Dessa forma, tomando como

base os exemplos supracitados, os sensores Hall também pode ser aplicada nos motores *Brushless*.

Nos motores *Brushless* trifásicos geralmente é utilizado um sensor Hall para cada fase. Estes, por sua vez, ficam acoplados no estator e determinam o polo magnético que estiver passando próximo a ele de acordo com o sinal de tensão emitido, podendo este ser nível alto ou baixo dependendo da sua construção, e com isso ele irá apontar qual será a sequência de alimentação correta das bobinas do motor. Na Figura 10 está exemplificado como os sensores ficam acoplados no motor.

Figura 10 – Sensores Hall no motor Brushless



Fonte: (Gonzales, 2014)

Dependendo da fabricação e do tipo de construção do motor, existem basicamente dois tipos de configuração para a posição dos sensores Hall, uma delas é a de 60° elétricos e a outra de 120° elétricos. De acordo com esta configuração é que o fabricante do motor irá definir a sequência correta dos pulsos que o controlador deverá enviar para o circuito de acionamento (YEDAMALE, 2003).

Em geral estes sensores utilizam uma fonte de tensão que varia entre 4 e 24V em corrente contínua, cuja corrente varia entre 5 a 15 mA. Ao se desenvolver o controlador, o projetista deve se atentar para as especificações técnicas do motor, de modo a escolher um sensor que seja adequado para cada tipo de projeto. Em geral esses sensores utilizam a configuração de coletor aberto, logo é necessário um resistor de pull-up para que haja a operação correta do dispositivo (SANTOS, 2018).

2.6 Número de slots e pólos do estator

A quantidade de polos de um motor depende de vários fatores, dentre eles destacam-se os seguintes:

1. Material magnético;
2. Rotor interno vs rotor externo vs folga axial do rotor;
3. Montagem mecânica do rotor e ímãs;
4. Velocidade de rotação;
5. Requisitos de inércia;

Antes de realizar uma análise mais específica da quantidade de polos do motor, um princípio básico deve ser considerado. O número de polos em geral deve ser inversamente proporcional à velocidade máxima de rotação. O objetivo principal neste caso é limitar a frequência de comutação, evitando assim as perdas por comutação excessivas nos transistores e as perdas de ferro no estator (MILLER;HENDERSHOT, 1994).

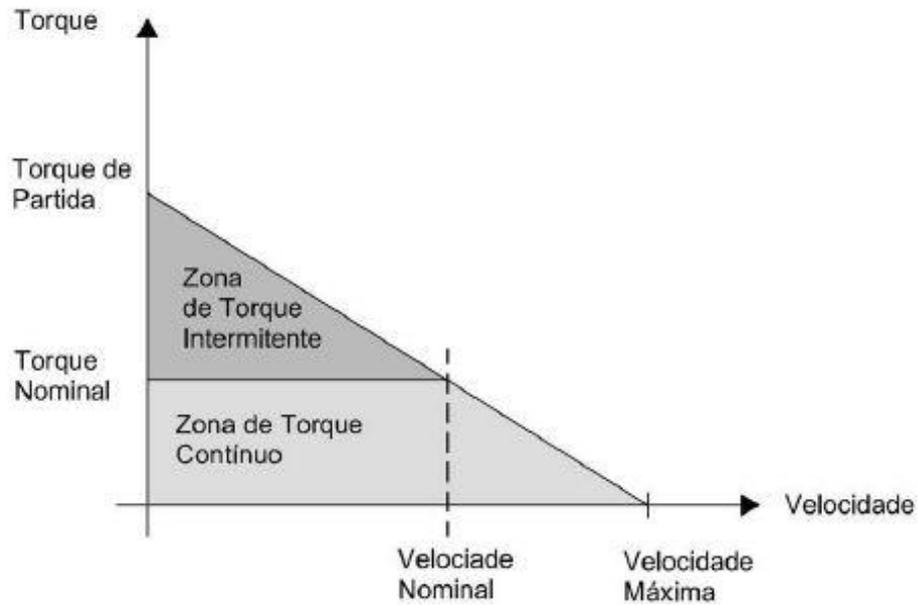
Caso o objetivo seja atingir velocidades extremamente elevadas, os motores com uma menor quantidade de polos, por exemplo de dois e quatro polos são os mais indicados. Se for necessário um torque suave em baixa rotação, como ocorre em um motor de torque CC, um número maior de polos deve ser considerado (MILLER;HENDERSHOT, 1994).

À medida que o número de polos aumenta, os amperes-espiras do estator por polo diminuem na proporção inversa, de modo que a indutância por unidade e a reatância síncrona diminuem em motores de maior número de polos (MILLER;HENDERSHOT, 1994).

2.7 Característica torque versus velocidade

Em geral existem basicamente dois parâmetros que são utilizados para se definir o torque de um motor *Brushless*: Torque de Pico (T_p) e Torque Nominal (T_r). Durante o período de regime permanente, o motor pode ser carregado até o valor do torque nominal, permanecendo constante durante uma faixa de velocidade até atingir sua velocidade nominal. O motor suporta operar a velocidades de até 150% acima da nominal, porém para velocidades muito acima da nominal, haverá uma redução do torque nominal (YEDAMALE, 2003). Na Figura 11 pode ser visualizado essa característica do Torque versus a Velocidade do motor.

Figura 11 – Curva Característica Torque versus Velocidade



Fonte: (Moura, 2010)

Para aplicações onde é exigido frequentes partidas e paradas, ou reversões de rotações com cargas no eixo do motor, é necessário a utilização de um torque superior ao nominal. Porém, isso ocorre por um curto período de tempo, principalmente quando o motor parte da completa inércia da carga e durante a aceleração. O motor consegue suprir este torque maior até um valor máximo, o qual é denominado torque de partida ou torque máximo, conforme já foi mostrado na Figura 11 (YEDAMALE, 2003).

De acordo com Vieiro, (2013), as expressões para o torque eletromagnético e o comportamento mecânico para o motor *Brushless* pode ser determinado por (3) e (4) respectivamente:

$$T_e = [e_a(\theta_r)i_a + e_b(\theta_r)i_b + e_c(\theta_r)i_c] \frac{1}{\omega_m} \quad (N.m) \quad (3)$$

Em que, e_a , e_b e e_c são as forças eletromotrizes correspondentes respectivamente às fases a, b e c determinadas pela Lei de Faraday. θ_r é o ângulo mecânico do rotor. i_a , i_b e i_c as correntes em cada fase e ω_m é a velocidade angular em rad/s.

A equação diferencial que evidencia o comportamento mecânico do motor é expressa por (4):

$$J \frac{d}{dt} \omega_m + B \omega_m = (T_e - T_c) \quad (4)$$

Em que, J é a constante de inércia do motor *Brushless*, B é o coeficiente de atrito viscoso e T_c é o torque de carga. Reescrevendo (4) em função da velocidade angular tem-se (5) (VIEIRO, 2013):

$$\frac{d}{dt} \omega_m = \frac{(T_e - T_c)}{J} - \frac{B \omega_m}{J} \quad (5)$$

A velocidade do rotor e a posição angular, podem ser expressas por (6) (VIEIRO, 2013):

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \frac{p}{2} \omega_m \quad (6)$$

Onde p é o número de polos do motor.

2.8 Motores CC com Escovas X Motores *Brushless*

Ao se comparar os motores do tipo *Brushless* com relação aos motores CC convencionais ou aos motores de indução, existem muito mais vantagens do que desvantagens ao se utilizar um motor *Brushless*. Os motores CC convencionais necessitam de manutenções periódicas devido a utilização das escovas para comutação, o que também diminui a vida útil do motor, além de possuir maior ruído e um maior consumo. Já os motores *Brushless* possuem baixa manutenção, baixo ruído e pelo fato de não utilizar escovas para comutação ele possui uma vida útil bastante superior (SPARTANO, 2006)

Segundo Spartano (2006), uma outra característica interessante nos motores *Brushless*, é a curva linear de torque versus velocidade mostrada na Figura 11, pois ela permite uma regulagem da velocidade de rotação do motor com maior precisão. Pelo fato de não utilizar escovas, a manutenção dos motores *Brushless* é facilitada ou praticamente dispensável, este fato proporciona a sua aplicação em locais de difícil acesso para eventuais manutenções.

O motor *Brushless* opera com menor ruído eletromagnético. Pelo fato de haver uma menor oscilação da corrente a qual ocorre no comutador dos motores com escovas, nos motores *Brushless* há uma redução das Interferências Eletromagnéticas (EMI). Os modelos de baixa tensão, são ideais para operar utilizando baterias, em equipamentos portáteis e em aplicações médicas. Na Tabela 1 estão sintetizadas as principais características, bem como as principais diferenças entre os motores *Brushless* em comparação aos motores CC convencionais (YEDAMALE, 2003).

Tabela 1– Comparação motor *Brushless* e motor DC convencional (*Brushed*)

Características	Motor Brushless	Motor DC Convencional (<i>Brushed</i>)
Comutação	Comutação eletrônica baseado na posição do rotor.	Comutação através de escovas
Vida Útil	Longa	Curta
Torque versus velocidade	Opera em todas as velocidades com carga constante	Em altas rotações o atrito entre as escovas e o comutador aumenta, ocorrendo o efeito de reação de armadura, reduzindo o rendimento e torque no motor.
Torque de saída versus tamanho da carcaça	Alta. Tamanho da carcaça reduzido e boa dissipação térmica. Isso ocorre pois o motor <i>Brushless</i> possui as bobinas no estator, o que aumenta a dissipação térmica	Moderada/ baixa. A armadura produz muito calor, o que obriga a construção da carcaça ser maior para dissipar o calor. Com o aumento das perdas térmicas, a potência disponível no eixo é reduzida.
Inércia do rotor	Baixa. Devido ao imã permanente estar situado no rotor. Isto aumenta também a resposta dinâmica.	Alta. A armadura limita a resposta dinâmica.
Velocidade	Alta. Não há resistência mecânica devido às escovas e ao comutador.	Baixa. Devido à comutação. (limitação mecânica)
Ruído Elétrico	Baixo.	Moderado/alto. Os arcos de tensão nas escovas geram ruídos e emissões eletromagnéticas.
Custo de Construção	Alto. Rotor com imã permanente e controle eletrônico gera um custo alto.	Moderado. A construção do comutador pode gerar um custo relativamente alto.
Controle	Complexo e de alto custo.	Simple e menor custo.
Manutenção	Pequena, pois são construídos sem escovas.	Manutenção periódica é exigida devido às escovas.
Rendimento	Alta, não há queda de potência devido às escovas.	Moderada.

Fonte: (Spartano, 2006)

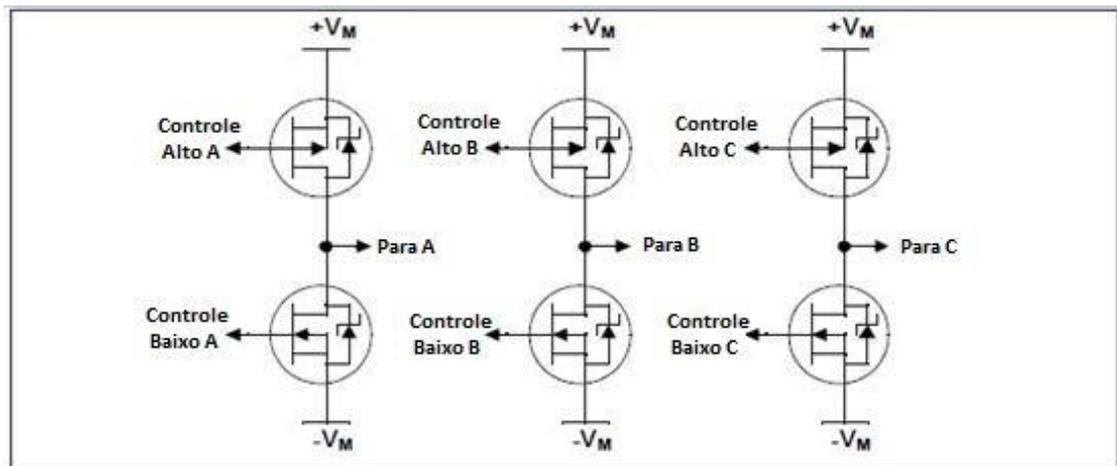
CAPÍTULO 3 – MÉTODOS DE ACIONAMENTO E CONTROLE

Neste capítulo serão mostrados os métodos que podem ser utilizados para se realizar o acionamento, controle e operação dos motores *Brushless*.

Para se efetuar o acionamento do motor *Brushless*, cada fase deve ser ligada a um braço de uma ponte trifásica constituída por seis transistores controlados, conforme pode ser

verificado na Figura 12. De acordo com a tensão de alimentação e o nível de corrente necessários, são escolhidas os transistores que melhor se adequam a cada projeto, em geral utilizam-se MOSFET's, IGBT's ou até mesmo transistores bipolares. Conforme é realizado o comando dos transistores, é possível que as fases do motor fiquem ligadas ao terminal positivo, negativo, ou então podem também permanecer desconectadas (MOURA, 2010).

Figura 12 – Ponte Trifásica

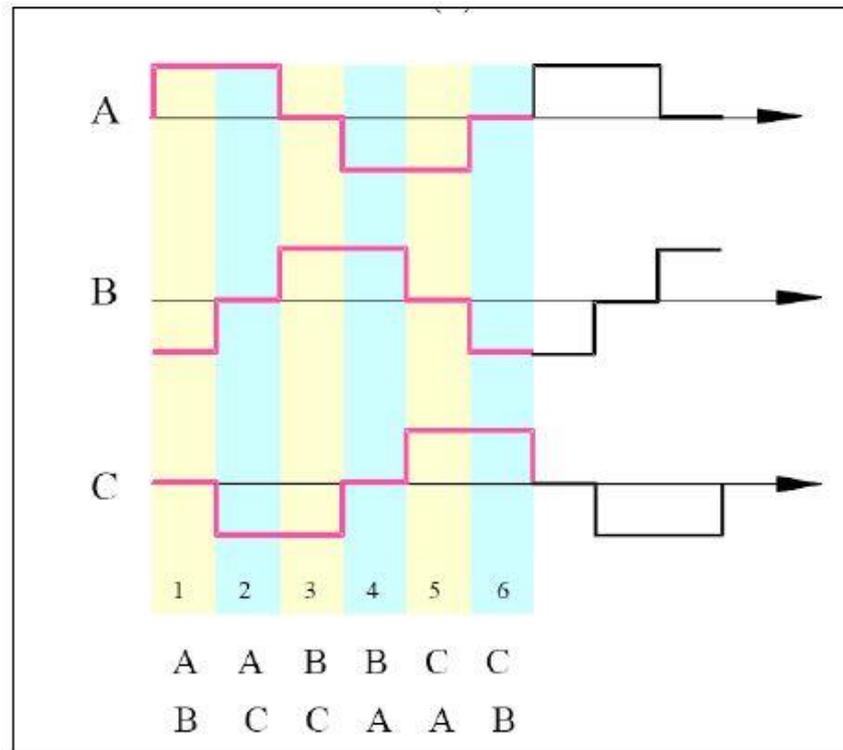


Fonte: (Adaptado de Moura, 2010)

Devido ao fato do motor possuir uma característica indutiva, é necessário a adição de seis diodos na estrutura do inversor trifásico, conforme pode ser visualizado na Figura 12. Os diodos são conectados em antiparalelo em cada um dos transistores, funcionando como um interruptor bidirecional em corrente, o que permite a circulação da corrente durante a abertura dos transistores. Tais diodos desempenham o papel de roda-livre para a circulação da corrente na carga (MOURA, 2010).

O intervalo de condução para cada fase é de 120 graus elétricos. A sequência de comutação das fases pode ser descrita da seguinte forma: AB-AC-BC-BA-CA-CB, para cada estágio da condução de corrente, é chamado de uma etapa (SPARTANO,2006). Na Figura 13 está exemplificado a forma de onda típica da corrente durante a sequência de comutação.

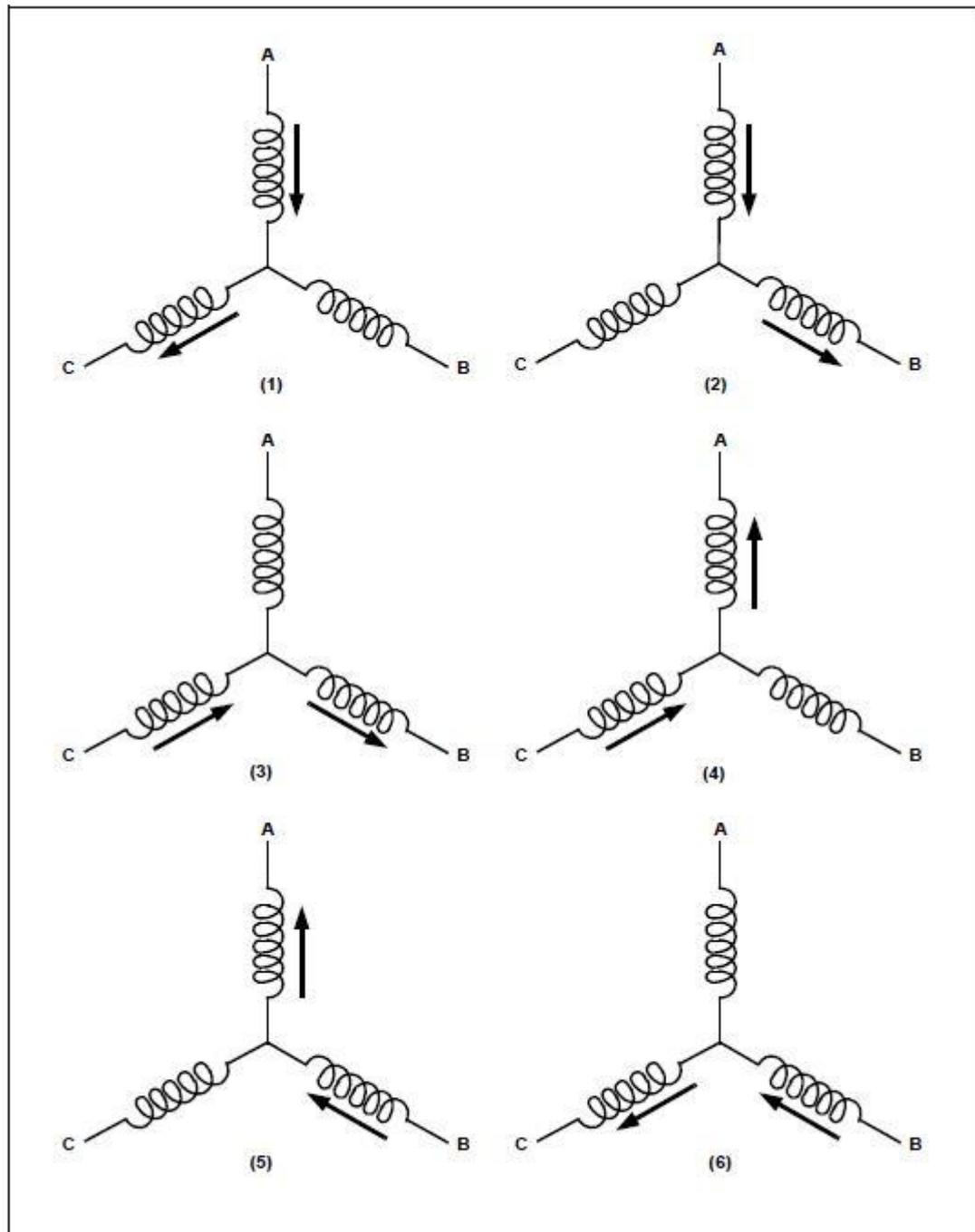
Figura 13– Típica forma de onda da corrente em um motor *Brushless*



Fonte: (Spartano, 2006)

Conforme já mencionado, somente duas fases é que irão conduzir corrente elétrica em cada comutação, deixando a terceira fase flutuando. O tempo necessário para se realizar a comutação é determinado pela posição do rotor por meio da leitura do sensor Hall (SPARTANO, 2006). Na Figura 14 está ilustrado uma sequência de energização e comutação das bobinas de um motor *Brushless*.

Figura 14– Sequência de energização das bobinas de um motor Brushless.



Fonte: (Yedamale, 2003)

Em geral existem basicamente duas formas de se realizar o controle e acionamento dos motores *Brushless*: um deles é por meio da aferição da f.c.e.m. presente nos enrolamentos do motor, o outro é através da utilização dos sensores de efeito Hall, que ficam acoplados ao estator, ambos os métodos serão explicados na sequência.

3.1 CONTROLE DA COMUTAÇÃO POR MEIO DA FORÇA CONTRA ELETROMOTRIZ (F.C.E.M.)

De acordo com a Lei de Lenz, ao aproximarmos um dos pólos de um ímã de uma espira, haverá uma tensão induzida gerada na espira, fazendo com que haja a circulação de corrente. A corrente terá um sentido de tal maneira que os seus efeitos irão se opor às ações que a deram origem, ao se aproximar por exemplo um polo norte (N) de um ímã a uma espira, haverá nesse caso uma corrente induzida que irá gerar na superfície da espira um polo norte (N). Esse polo N gerado irá se opor ao polo N do ímã, pois polos iguais de repelem, de tal maneira que será necessária uma energia para se conseguir aproximar o ímã da espira. Energia esta que irá aparecer na espira na forma de energia elétrica. Como consequência, o mesmo pode ser observado quando o ímã é afastado da espira, entretanto neste caso, haverá uma inversão na corrente da espira, fazendo com que crie em sua face um polo SUL (S), que tentará atrair o ímã. Em resumo, o sentido da corrente gerada irá originar um fluxo magnético induzido, o qual irá se opor ao fluxo magnético do indutor (SPARTANO, 2006).

Durante a operação do motor *Brushless*, cada bobina irá gerar uma tensão induzida denominada de f.c.e.m, que irá se opor à tensão fornecida pela fonte, conforme a Lei de Lenz. A polaridade desta tensão terá direção oposta à tensão de alimentação. O valor da f.c.e.m. irá depender de alguns fatores dentre eles (YEDAMALE, 2003):

- Velocidade angular do motor;
- Campo magnético produzido pelo rotor;
- Número de espiras nos enrolamentos do estator.
- Características geométricas;

Segundo Santos (2018), conforme (7) é mostrado de maneira simplificada como obter o valor referente a f.c.e.m.:

$$f.c.e.m = Nlr\omega \quad (7)$$

Em que:

N é o número de espiras por fase do enrolamento do estator;

l é o comprimento do rotor;

r é o raio do rotor;

ω é a velocidade angular do rotor;

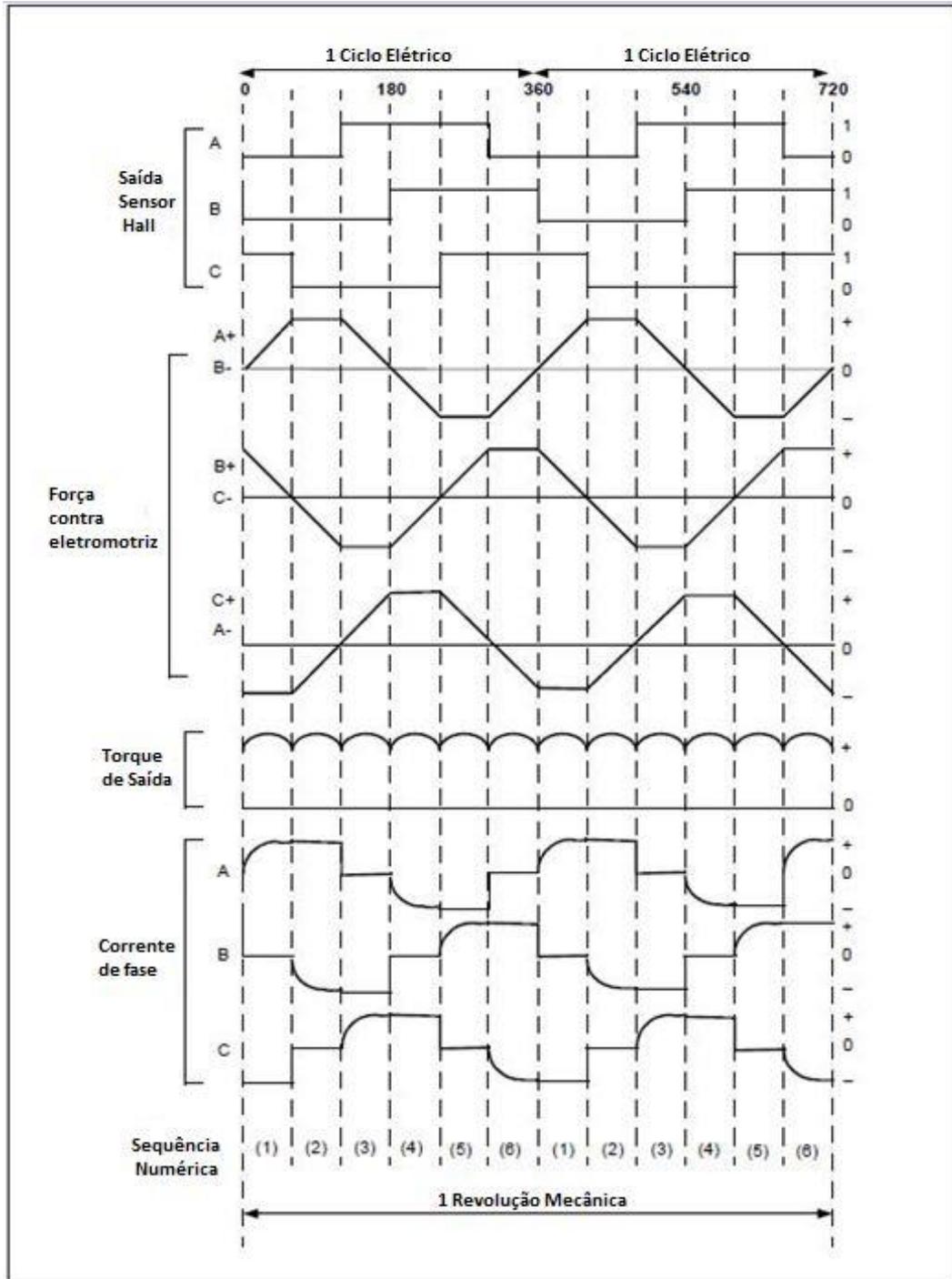
Um outro fator pertinente em relação ao cálculo da f.c.e.m., é a questão da velocidade angular. À medida que a velocidade angular aumenta, a f.c.e.m. também irá aumentar (SANTOS, 2018).

A diferença de potencial de uma espira, pode ser calculada mediante a subtração do valor da tensão da fonte de alimentação menos a queda de tensão existente nos cabos de alimentação e nos transistores. Os motores *Brushless* são construídos e projetados para trabalhar com uma tensão f.c.e.m. constante, de tal maneira que quando estão operando em uma velocidade constante, a queda de tensão que ocorre nos transistores e nos cabos de alimentação será o suficiente para que haja a tensão de alimentação ideal no motor e fará com que a corrente percorra o enrolamento fornecendo torque para o motor. Caso aconteça de o motor rodar além da velocidade configurada, a f.c.e.m. deverá aumentar substancialmente, fazendo com que haja uma redução na curva de torque. Um outro ponto importante é quando a soma da f.c.e.m. com as perdas do motor se iguala à tensão da fonte de alimentação, o que resulta em torque e corrente iguais a zero (SPARTANO, 2006).

3.1.1 O MÉTODO SENSORLESS

Um dos métodos de se controlar os motores *Brushless* pode ser realizado por meio do monitoramento da f.c.e.m, a qual foi descrita no item anterior. Conforme visto em seções anteriores, em cada sequência de comutação, uma das fases do motor fica energizada positivamente, outra negativamente e a terceira permanece não energizada, ou seja, fica em flutuação. Na Figura 15 pode ser visualizado uma relação entre os sensores Hall e a f.c.e.m, mostrando em detalhes as comutações em cada uma das fases, bem como a mudança de estado dos sensores e os valores referentes à f.c.e.m (YEDAMALE, 2003).

Figura 15 - Sinais sensores Hall, força contra eletromotriz, torque de saída e corrente de fase

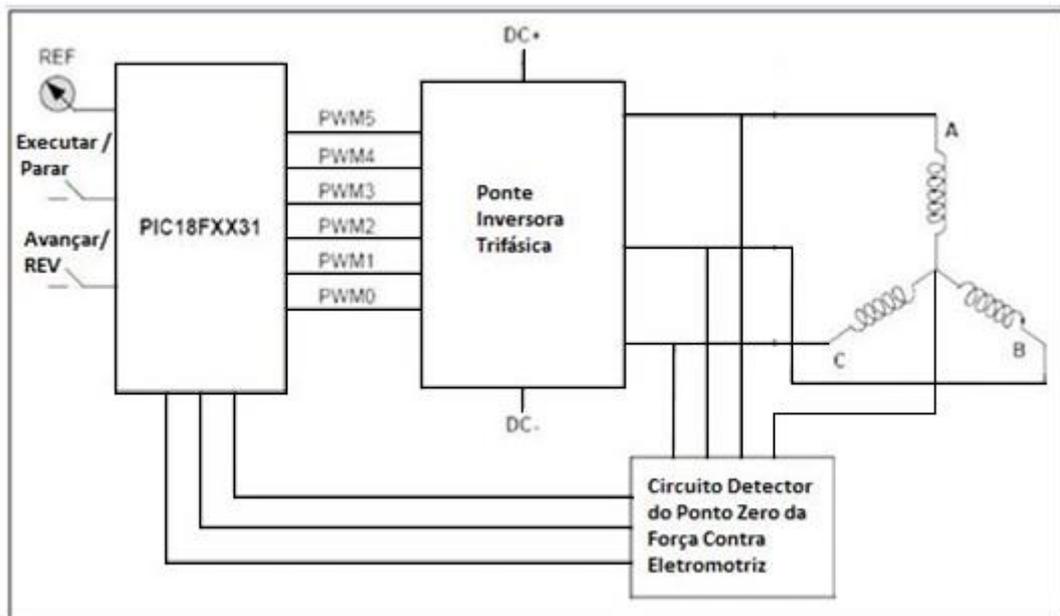


Fonte: (Adaptado de Spartano, 2006)

Conforme pode ser visualizado na Figura 15, o estado de cada sensor Hall muda quando a polaridade da tensão da f.c.e.m passa de positivo pra negativo ou de negativo pra positivo. Em casos ideais, essa mudança ocorre quando a f.c.e.m estiver trocando de estado, ou seja o valor instantâneo da f.c.e.m da terceira fase que está em flutuação é zero, por isso este instante é denominado de ponto zero. O valor da f.c.e.m pode ser medido mediante a aferição da tensão

entre a fase que estiver em flutuação e o centro-estrela do motor. Na prática, porém, existe um atraso entre a mudança de estado do sensor e a mudança da polaridade da f.c.e.m proveniente das características do enrolamento do motor. Este atraso poderá ser corrigido por meio do microcontrolador. Na Figura 16 é apresentado um diagrama de blocos de um controlador *Sensorless* para um motor *Brushless*, em que se verifica a presença de um microcontrolador, uma ponte retificadora trifásica, o circuito detector do ponto zero e os enrolamentos representando as bobinas do motor (YEDAMALE, 2003).

Figura 16 – Diagrama de Blocos de um controlador *Sensorless* para um motor *Brushless*.



Fonte: (Adaptado de Yedamale, 2003)

Um outro ponto importante a ser destacado, é com relação à detecção da f.c.e.m para velocidades muito baixas, pois o valor da f.c.e.m. é proporcional à velocidade de rotação, e, se caso a velocidade for muito reduzida, conseqüentemente a amplitude da f.c.e.m ficará reduzida, dificultando a leitura e acionamento do microcontrolador. Para isso, é recomendado que o motor deve partir em malha aberta, da completa inércia, para que assim seja suficiente que a f.c.e.m seja construída e detectada o seu ponto zero, o motor irá mudar para a detecção de posição através da f.c.e.m, operando dessa forma em malha fechada. (SPARTANO, 2006).

Através deste método de comutação, os sensores Hall são eliminados, e dependendo do motor, o magneto que é montado junto com os sensores Hall também é eliminado. Desta forma, há uma redução nos custos de fabricação do motor, simplificando assim a sua construção (YEDAMALE, 2003). Este método de controle deve ser considerado como uma vantagem em

situações em que o motor fica localizado em regiões de difícil acesso, uma vez que pelo fato de não utilizar os sensores Hall, não necessita de manutenções ocasionais nos mesmos.

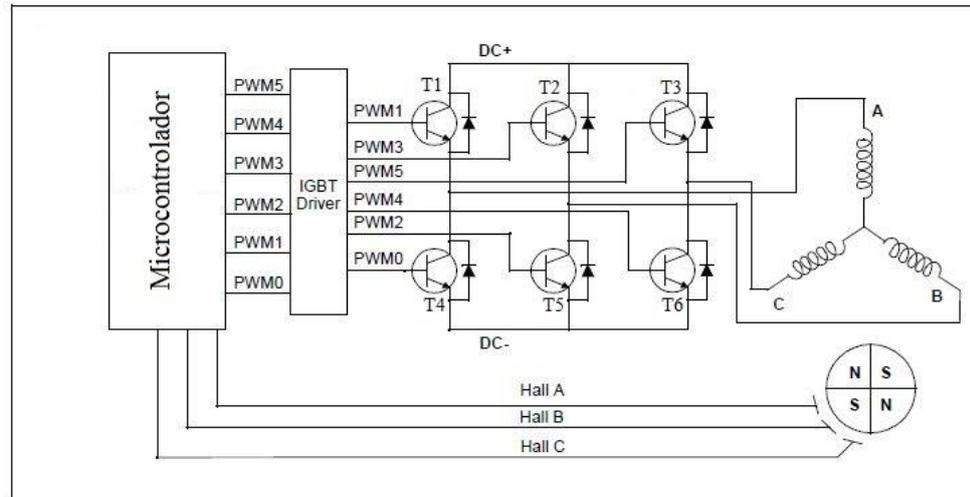
3.1.2 MÉTODO DE CONTROLE ATRAVÉS DO SENSOR HALL

Um outro método bastante utilizado para se efetuar o controle do motor *Brushless* é por meio da utilização dos sensores de efeito Hall. No acionamento elétrico de um motor *Brushless* cujos enrolamentos estejam conectados em Y, conforme na Figura 14, o controle do disparo dos transistores da ponte inversora deve ser de tal maneira que cada fase do motor seja percorrida por uma corrente com a forma de onda quadrada, sendo que cada uma das fases deve estar defasada de 120° entre si (TRINDADE, 2009).

Assim como já descrito, a comutação dos transistores deve ser realizada a cada 60° elétricos, e durante esse período haverá também a mudança no estado de pelo menos um dos sensores, fazendo com que possa ser montado uma relação entre o estado de cada sensor e a sequência de alimentação das fases do motor. Com isso, levam-se seis etapas para se completar um ciclo elétrico completo (360° elétricos), entretanto, um ciclo elétrico não corresponde a um ciclo mecânico completo do motor, deve-se levar em consideração que em uma máquina que possui um número p de pólos, a cada $p/2$ ciclos elétricos teremos completado um ciclo mecânico, ou seja, para cada par de pólos do motor teremos um ciclo elétrico completado. Se tivermos, por exemplo, um motor de quatro pólos, para que esse motor complete um ciclo mecânico serão necessários dois ciclos elétricos e assim sucessivamente.

Na Figura 17 está exemplificado um diagrama de blocos de um controlador que utiliza os sensores Hall para comandar o motor *Brushless*. Os transistores de T1 a T6 representam os transistores de potência, que serão comandadas por meio do sinal enviado pelo microcontrolador. De acordo com a tensão e corrente do motor, esses transistores podem ser MOSFETs, IGBT ou até mesmo transistores bipolares, conforme já mencionado (MOURA, 2010).

Figura 17– Diagrama de blocos controlador com sensor Hall para um motor Brushless



Fonte: (Adaptado de Yedamale, 2003)

Na Tabela 2 e Tabela 3 podem ser visualizados a relação entre o estado dos sensores Hall e a sequência de alimentação das fases do motor. A Tabela 2 mostra a sequência para uma rotação no sentido horário do motor, e a Tabela 3 mostra uma sequência para a rotação anti-horária. Neste trabalho não foi implementado o sentido reverso, apenas o sentido horário, mas seria possível também fazer a inversão de giro do motor apenas implementando uma lógica reversa de alimentação das bobinas do motor. Neste exemplo das Tabelas, os sensores Hall estão equidistantes de 60 graus em torno do eixo do motor. Conforme já mencionado, existem basicamente duas configurações para a distância dos sensores, sendo uma delas de 60 graus e outra de 120 graus. Essa configuração é de suma importância ao se projetar o controlador para o motor *Brushless*.

Tabela 2 – Sequência de alimentação das fases para o sentido horário

Etapa #	Entrada Sensores Hall			PWMs Ativos		Correntes nas fases		
	A	B	C			A	B	C
1	0	0	1	PWM1(T1)	PWM2(T5)	DC+	DC-	Off
2	1	0	1	PWM1(T1)	PWM4(T6)	DC+	Off	DC-
3	1	0	0	PWM3(T2)	PWM4(T6)	Off	DC+	DC-
4	1	1	0	PWM3(T2)	PWM0(T4)	DC-	DC+	Off
5	0	1	0	PWM5(T3)	PWM0(T4)	DC-	Off	DC+
6	0	1	1	PWM5(T3)	PWM2(T5)	Off	DC-	DC+

Fonte: (Adaptado de Yedamale, 2003)

Tabela 3 – Sequência de alimentação das fases para o sentido anti-horário

Etapa #	Entrada Sensores Hall			PWMs Ativos		Correntes nas fases		
	A	B	C			A	B	C
1	0	1	1	PWM5(T3)	PWM2(T5)	Off	DC-	DC+
2	0	1	0	PWM5(T3)	PWM0(T4)	DC-	Off	DC+
3	1	1	0	PWM3(T2)	PW04(T4)	DC-	DC+	Off
4	1	0	0	PWM3(T2)	PWM4(T6)	Off	DC+	DC-
5	1	0	1	PWM1(T1)	PWM4(T6)	DC+	Off	DC-
6	0	0	1	PWM1(T1)	PWM2(T5)	DC+	DC-	Off

Fonte: (Adaptado de Yedamale, 2003)

Em relação à Figura 17, os sinais PWMs que saem do microcontrolador, serão enviados conforme a sequência enviada pelos sensores Hall mostrados nas Tabelas anteriores. Esta sequência é o que fará com que o motor gire com uma velocidade constante. Porém para isso ocorrer, deve-se considerar que a tensão do enrolamento do motor é a mesma fornecida pela fonte DC, somando todas as perdas ocorridas nos transistores de potência. Para ocorrer uma variação da velocidade do motor, é necessário variar a largura do pulso PWM que sai do microcontrolador. Para isto, como regra se faz necessário que a frequência do PWM que é enviada pelo microcontrolador aos transistores, seja bem maior do que a frequência de rotação do motor, pelo menos dez vezes maior. Quando a razão cíclica do sinal PWM é reduzida, a tensão média fornecida ao estator diminui, e por consequência haverá uma redução da velocidade nominal do motor. Um outro ponto a ser destacado como uma vantagem no uso do sinal PWM, é em situações em que a tensão da fonte de alimentação seja maior que a tensão estipulada pelo fabricante, é possível se limitar a razão cíclica do PWM de tal maneira que a tensão que irá chegar no barramento DC do motor seja a tensão nominal de trabalho do mesmo. Com isso é possível ajustar a tensão de alimentação do motor de acordo com a tensão que se tem disponível da fonte de alimentação (SPARTANO, 2006).

Assim sendo, é possível se projetar diferentes tipos de controladores utilizando o comando PWM. Um exemplo que pode ser citado é caso deixar os transistores superiores operando de forma praticamente permanente, ou seja, de forma fechada e controlar somente os transistores inferiores da ponte com uma razão cíclica adequada e tomando o devido cuidado para que não se feche os transistores do mesmo braço da ponte para não ocorrer um curto circuito (SPARTANO, 2006).

CAPÍTULO 4 – PROJETO DE UM CONTROLADOR UTILIZANDO SENSOR HALL

Neste capítulo será apresentado um motor *Brushless* utilizado em bicicletas elétricas. Também será apresentado um projeto de um controlador que utiliza os sensores Hall que estavam presentes no motor.

4.1 – Motor Utilizado

O motor deste trabalho é utilizado para movimentar a roda traseira de uma bicicleta elétrica e possui como especificações técnicas uma alimentação de 48V DC por meio de uma bateria e uma potência de 800 Watts. Este motor *Brushless* é do tipo trifásico, assim como a maioria dos motores de bicicletas elétricas, e já possui acoplado nas ranhuras do estator três sensores Hall. Na Figura 18 está ilustrado de forma mais clara o formato deste motor, lembrando que o mesmo já foi montado juntamente com o aro de uma bicicleta e com os raios já instalados.

Figura 18 – Motor Brushless utilizado no projeto



Fonte: Dados do próprio autor.

Para que fosse possível a realização do estudo da construção do motor, o mesmo precisou ser parcialmente desmontado, para que a visualização do arranjo das bobinas e dos enrolamentos fosse verificada de maneira mais detalhada. Ao desmontar a tampa da carenagem que recobre o motor, mais precisamente o estator, verificou-se que o motor é composto por 23

pares de ímãs permanentes acoplados ao rotor, e que o estator é composto por 51 ranhuras. Esta quantidade elevada de polos faz com que esse tipo de motor possua um torque bastante elevado mesmo que em baixas rotações, o que remete a um bom desempenho do mesmo, uma vez que esse motor precisará de um torque capaz de mover o somatório das massas de uma pessoa juntamente com toda a estrutura da bicicleta. Conforme já citado no texto, para cada par de polos do motor haverá completado um ciclo elétrico (360° elétricos), o que se desprende que no caso deste motor serão necessários 23 ciclos elétricos para se completar um ciclo mecânico ou uma volta completa. Na Figura 19 está ilustrado uma imagem da parte interna do motor, mostrando os enrolamentos do estator bem como uma pequena placa de circuito impresso onde é feita a ligação dos sensores Hall.

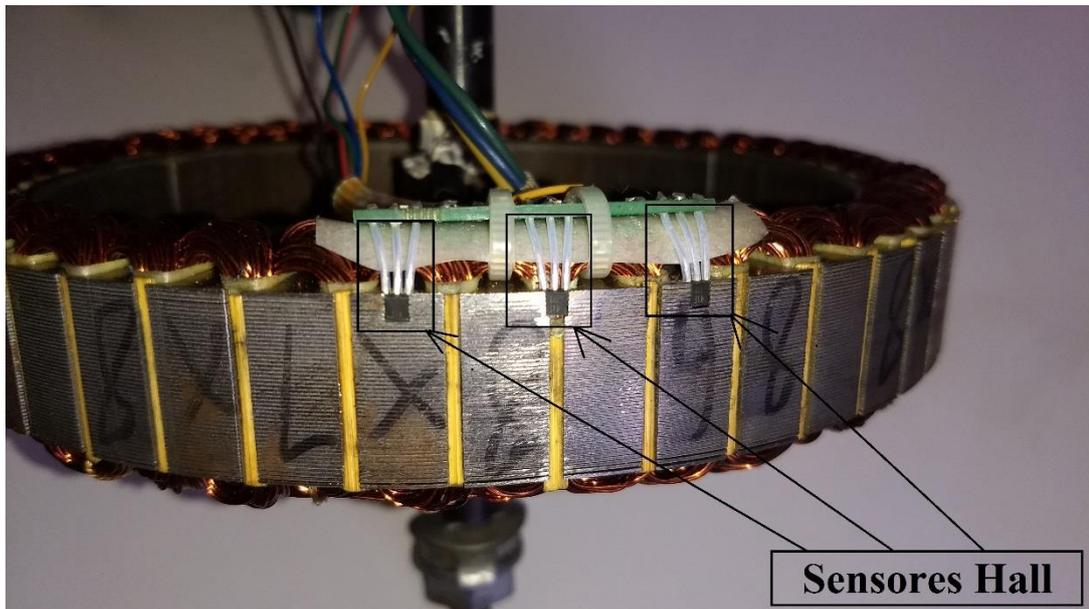
Figura 19 – Visão da parte interna do Motor Brushless



Fonte: Dados do próprio autor.

Na Figura 20 pode ser visualizado como foram alocados os sensores Hall no estator do motor. Conforme já descrito anteriormente, existe uma placa de circuito impresso que faz as conexões entre os sensores Hall e a alimentação dos mesmos com a parte externa do motor. Os sensores hall possuem três pinos de conexão sendo dois deles para alimentação do sensor, que nesse caso é de 5V DC, e o terceiro pino é referente ao envio do sinal do campo magnético que estiver passando em frente ao sensor, podendo ser um sinal de nível lógico alto (5V) ou baixo (0V).

Figura 20 – Sensores Hall no Estator



Fonte: Dados do próprio autor.

4.2- Enrolamento distribuído e Enrolamento concentrado não sobreposto.

Um parâmetro muito importante que deve ser definido, é o número de ranhuras por polo e por fase, denominado: q cuja fórmula para se obter está em (8).

$$q = \frac{Q_s}{m \cdot p} \quad (8)$$

De acordo com Meier (2008) se o parâmetro q não for um número inteiro, o enrolamento é denominado **enrolamento concentrado não sobreposto** (do inglês, *Non-Overlapping Concentrated Winding*). Em (8), Q_s representa o número de ranhuras do estator, m é o número de fases e p o número de polos. Para o motor em estudo, se fizermos o cálculo de (8) colocando o valor de $Q_s = 51$, $m = 3$ e $p = 46$, a solução resulta que o número de ranhuras por polo e por fase é igual a 0,370 tratando-se portanto de uma Máquina Síncrona de Imã Permanente (MSIP) com **enrolamento concentrado não sobreposto**. Para enrolamentos em que o valor de q resulta em um número inteiro, estes são denominados **enrolamentos distribuídos** (do inglês *distributed winding*). O enrolamento concentrado e não sobreposto é confeccionado de modo que as bobinas são enroladas em torno do dente e devido a isso, alguns autores denominam também de enrolamento de ranhura fracionário (do inglês, *fractional slot winding*).

A principal vantagem da utilização do enrolamento concentrado não sobreposto é o fato de ele ser composto por diversas bobinas que envolvem o dente da ranhura, sem sobreporem

uma as outras, o que implica um menor comprimento da cabeça da bobina e diminuindo assim as perdas resistivas (MEIER, 2008).

4.3– Esquema de Bobinamento

De acordo com Fernandes *et al.* (2011), o esquema de bobinamento do motor se baseia conforme descrito a seguir.

O motor em questão é composto por 51 bobinas, ou seja, 51 polos. O esquema de enrolamento das bobinas nesse caso é de camada dupla, com enrolamento concentrado não sobreposto. Este tipo de configuração é utilizado devido a algumas vantagens, dentre elas uma menor cabeça de bobina, possibilitando uma menor quantidade de cobre empregada e por consequência uma menor perda resistiva conforme já citado, e a outra vantagem é a de gerar uma forma de onda mais próxima de uma senóide, uma vez que quanto maior o valor de q (ranhuras por polo por fase) mais senoidal será a forma de onda da FMM.

O método que será descrito a seguir, explica de que forma foram alocadas as bobinas nas ranhuras do motor. Este método é baseado na decomposição do número de ranhuras por pólo e por fase q . É bem próximo ao método utilizado para máquinas síncronas de grande porte, em que o número de ranhuras por pólo e por fase é fracionário.

A princípio, o primeiro passo a se realizar é reduzir o número de ranhuras q a menor fração inteira possível utilizando (8), e com isso determina-se o numerador (n) e o denominador (d) conforme (9):

$$q = \frac{Q_s}{mp} = \frac{51}{3 \cdot 46} = \frac{17}{46} = \frac{\text{numerador } (n)}{\text{denominador } (d)} \quad (9)$$

Posteriormente determina-se o número de “zeros” em (10) e “uns” em (11), e distribui-se essa sequência da forma mais regular possível:

$$d-n = \text{número de zeros} \rightarrow 46 - 17 = 29(\text{zeros}) \quad (10)$$

$$n = \text{número de uns} \rightarrow n = 17(\text{uns}) \quad (11)$$

Assim sendo, a forma mais regular para que se tenha uma boa distribuição é conforme ilustra em (12):

$$1 \ 00 \ 1 \ 00 \ 1 \ 0 \ 1 \ 00 \ 1 \ 00 \ 1 \ 0 \ 1 \ 00 \ 1 \ 00 \ 1 \ 0 \ 1 \ 00 \ 1 \ 00 \ 1 \ 0 \ 1 \ 00 \ 1 \ 00 \ 1 \ 0 \ 1 \ 00 \ 1 \ 00 \quad (12)$$

Feito isso, determina-se a quantidade de repetições em (13):

$$\text{Quantidade de repetições} = \frac{Q_s}{n} = \frac{51}{17} = 3 \text{ repetições} \quad (13)$$

A distribuição de “zeros” e “uns” ilustrada em (12) deve ser repetida por três vezes.

Na Figura 21 encontra-se a distribuição dos números 0 e 1. E na mesma figura pode-se notar que para cada número (0 e 1) recebe uma letra (A, C e B) respectivamente.

Em seguida, identificam-se as letras “A” com um sinal “+” de forma intercalada. Posteriormente identificam-se as letras “C” com sinal positivo e também intercaladas. E por fim o mesmo é feito com as letras “B”.

As letras que se localizam abaixo dos números “1” são as que indicam onde serão inseridas as bobinas nas ranhuras, ou seja, destacam-se apenas os números “1” da sequência de “zeros” e “uns”, constituindo assim a primeira camada do enrolamento, conforme pode ser verificado na Figura 21. Na Figura 22, observa-se o desenho das ranhuras, em que cada ranhura possui dois espaços. A primeira camada do enrolamento deverá ser representada no lado direito de cada espaço da ranhura, e a segunda camada será colocada do lado esquerdo.

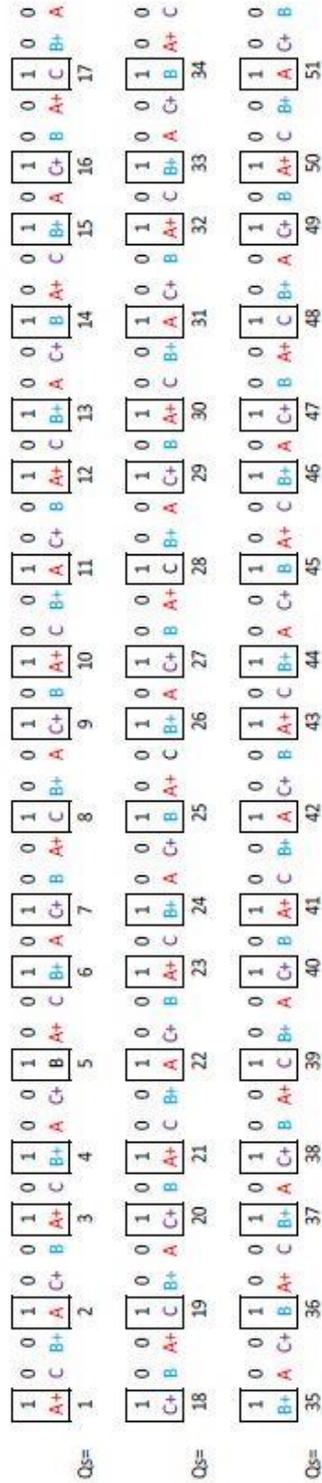
A segunda camada do enrolamento é obtida escrevendo o correspondente condutor de retorno do outro lado do dente da ranhura para cada condutor obtido, ou seja, se por exemplo na ranhura 1 tem-se a letra A+, na próxima ranhura, ranhura 2, deverá ser escrito a letra A sem sinal, que seria o correspondente. Da mesma forma, se tiver escrito na ranhura 2 somente a letra A sem sinal, na próxima ranhura, ranhura 3, deverá ser escrito a letra A+, e assim sucessivamente até se completar a segunda camada do enrolamento do estator. Deve-se seguir também o mesmo procedimento para as fases B e C, conforme pode ser verificado na Figura 22.

O vetor denominado de S em (14) é utilizado para se determinar o *lay-out* da fase “A”. Ele é identificado por meio do número da ranhura ao qual é inserida uma bobina da fase “A”. No caso em que houver em uma mesma ranhura duas bobinas de mesma fase, o número da ranhura deverá então ser repetido de acordo com o seguinte padrão: positivo para as bobinas com sinal positivo A+ e negativo para as bobinas com sinal omitido, ou seja, se por exemplo na ranhura 1 estiverem as letras A+, no vetor S escreve-se os números 1 repetidos e com sinal positivo, e se na ranhura 2 estiver escrito somente a letra A, deverá então se escrever no vetor S o número 2 com sinal negativo.

$$S = [1 \ 1 - 2 - 2 \ 3 \ 3 - 4 \ 10 - 11 - 11 \ 12 \ 12 - 13 \ 21 - 22 - 22 \ 23 \ 23 - 24 \ 30 - 31 - 3 \ 1 \ 32 \ 32 - 33 \ 41 - 42 - 42 \ 43 \ 43 - 44 \ 50 - 51 - 51] \quad (14)$$

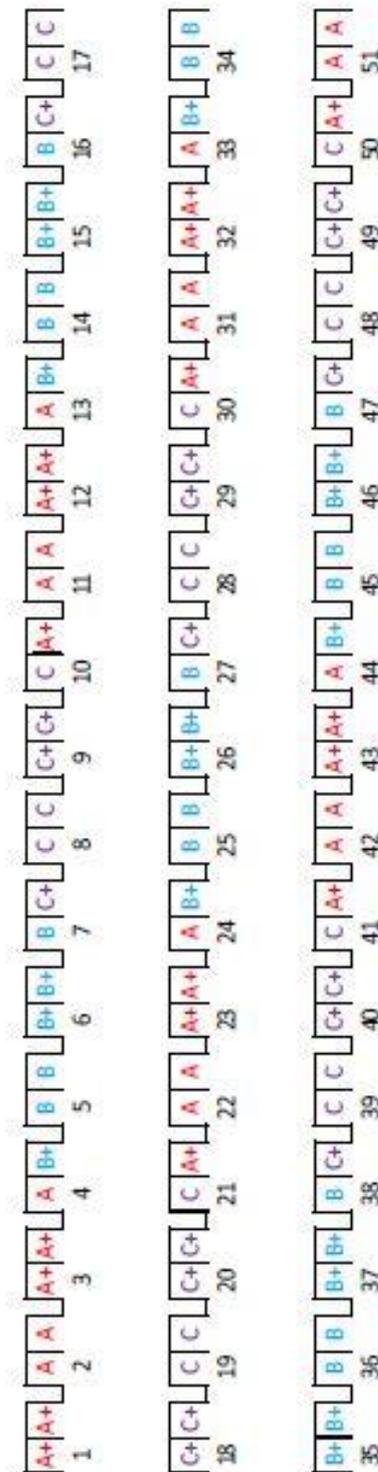
Na Figura 21 e Figura 22 estão representados respectivamente o Lay-out para bobinagem e o modo como foi feita a colocação das bobinas nas ranhuras do estator.

Figura 21– Layout para bobinagem do motor com $Q_s=51$ e $p=46$



Fonte: (Fernandes *et al.*, 2011)

Figura 22 – Colocação das bobinas nas ranhuras

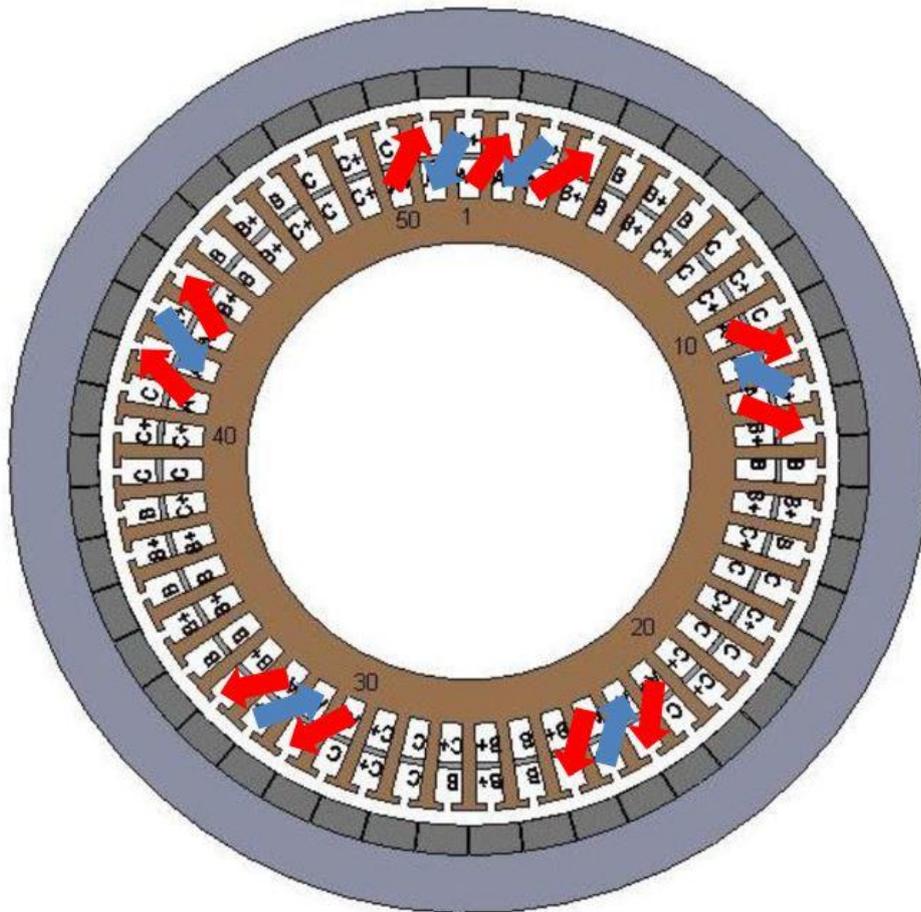


Fonte:(Fernandes *et al.*, 2011)

Na Figura 23, encontra-se também uma ilustração do esquema de bobinagem para facilitar na visualização de como estão alocadas as bobinas no estator do motor, com destaque

para os enrolamentos da fase A, com setas nas cores vermelhas e azuis representando o sentido do enrolamento, assim como estão representadas com letras as bobinas que são correspondentes a cada uma das fases de acordo com o método explicado anteriormente.

Figura 23 – Esquema de bobinagem MSIP com $Q_s=51$ e $p=46$ enrolamento concentrado não sobreposto e de camada dupla



Fonte: (Fernandes *et al.*, 2011)

4.4 Controle utilizando o sensor Hall

Com o desenvolvimento de novas tecnologias, os módulos de potência utilizados para o controle e acionamento de máquinas elétricas tem demonstrado um grande avanço com relação a questão da eficiência energética e das dimensões físicas. Os módulos mais modernos já têm integrado junto a si os transistores de acionamento (os transistores de potência) e os *drivers* internos, que são necessários para suprir os níveis de tensão e corrente adequados para o comando dos transistores. Tais módulos facilitam a construção de projetos, pois reduzem a necessidade de circuitos adicionais, reduzindo assim uma boa parte dos ruídos, e simplificando

a construção de placas inversoras, devido ao fato de integrarem em um mesmo encapsulamento. Dessa forma, os circuitos são cada vez mais otimizados, melhorando a robustez dos projetos, em alguns casos até circuitos de proteção são agregados aos componentes eletrônicos, melhorando assim a segurança em caso de sobrecargas no circuito (RIBEIRO, 2007).

O maior desafio em toda essa evolução tecnológica é referente à compactação/modularização e potência. Em geral a maioria dos módulos existentes possuem baixa e média potência, limitando assim a sua utilização em projetos mais elaborados. Em casos em que seja necessário o uso de potências mais elevadas, há a necessidade da utilização de *drivers externos*. Tais *drivers* têm evoluído ao longo dos anos, sendo alguns fabricados juntamente no mesmo encapsulamento (RIBEIRO, 2007).

Para exemplificar este tipo de encapsulamento, será apresentado na sequência o módulo que foi utilizado no desenvolvimento deste trabalho.

4.4.1 Módulo IRAM136-3023B

A ponte inversora trifásica utilizada no desenvolvimento deste trabalho faz parte do circuito integrado IRAM136-3023B. Este módulo de potência é otimizado para o controle eletrônico de máquinas elétricas, cujos transistores são dispositivos MOSFETs, e é produzido pela *International Rectifier*.

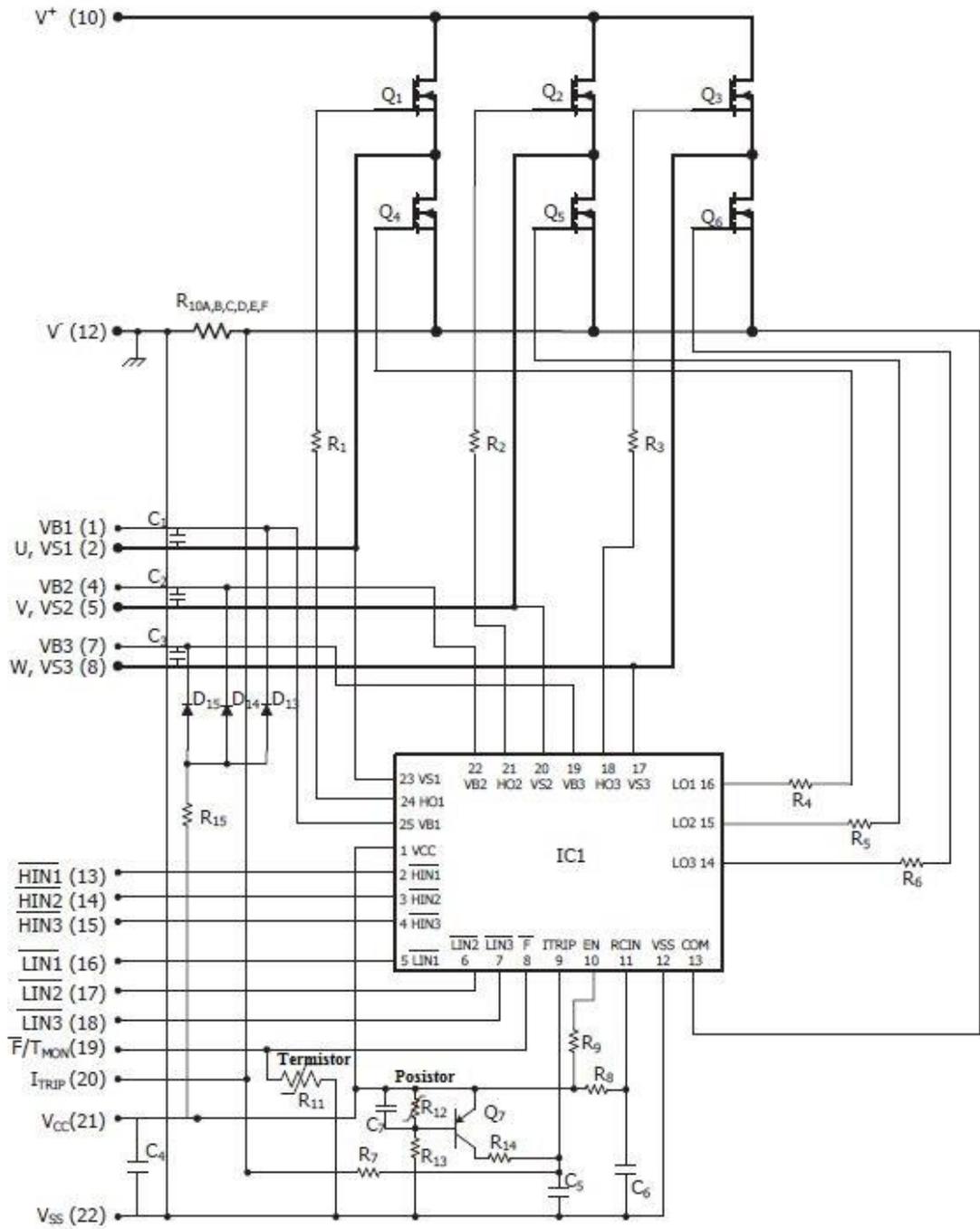
O módulo IRAM136-3023B é um módulo robusto, pois além de possuir em seu encapsulamento a ponte inversora trifásica, ele também possui os *drivers* necessários para o acionamento e operação dos transistores, uma vez que somente o sinal enviado pelo microcontrolador não é suficiente para que os transistores entrem em operação. Além disso, este módulo possui também circuitos de proteção contra operações externas indevidas e também possui uma entrada analógica que permite receber um sinal de monitoramento de temperatura de um sensor. Estes circuitos são muito úteis, pois previnem o funcionamento inadequado de algum componente externo ao módulo. Assim sendo, com essas proteções, o módulo permite uma operação segura de todo o circuito bem como de todos os componentes que estão ali presentes.

As características principais do módulo IRAM136-3023B são (INTERNATIONAL RECTIFIER, 2012):

- *Drivers* de porta integrados;
- Monitoramento de temperatura e proteção;
- Desligamento devido a sobrecorrentes;
- Encapsulamento completamente isolado;
- Tecnologia bastante avançada e robusta;
- Bloqueio de subtensão para todos os canais;
- Atraso de propagação correspondente para todos os canais;
- Entrada lógica de *Schmitt Trigger* de 5V;
- Lógica de prevenção de condução cruzada;
- Suporta motores com potência de até 4.0 kW / 48~100Vdc;
- Isolação de $2000V_{RMS}$ min.

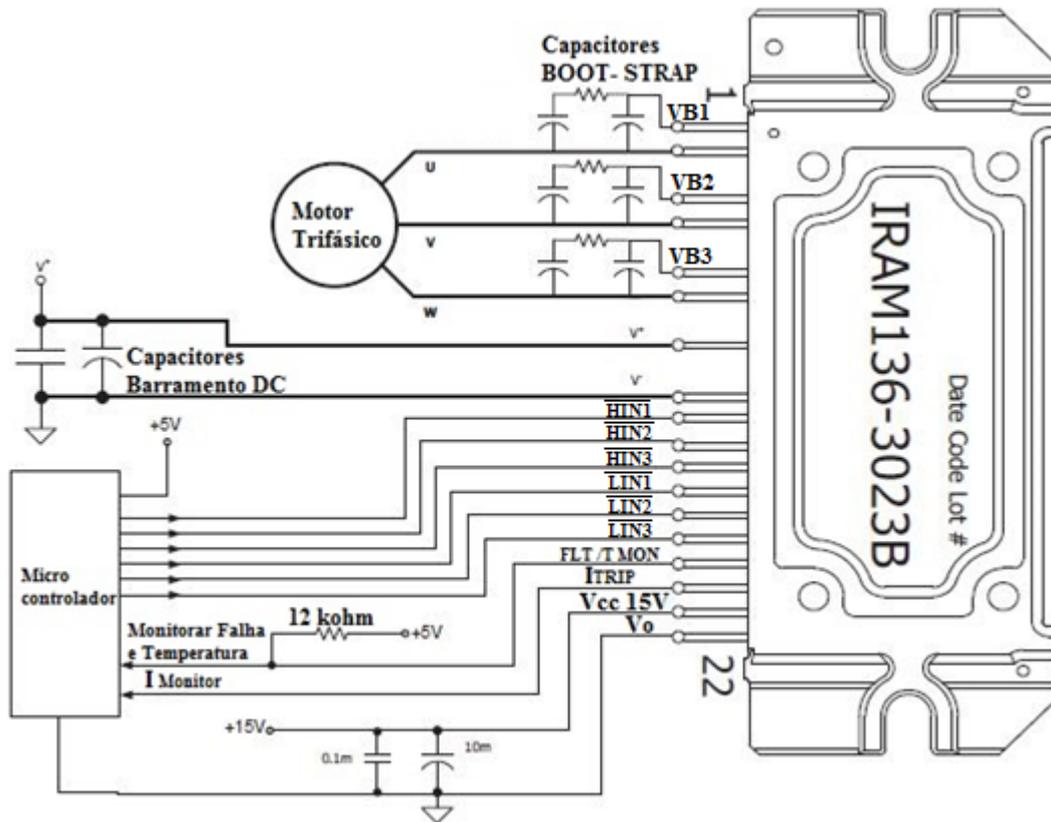
A composição interna do módulo IRAM136-3023B é ilustrada na Figura 24, mostrando como são realizadas as conexões internas de todo o circuito. Já na Figura 25, é mostrado uma visão macro do componente, ilustrando as conexões externas com o microcontrolador, com o barramento de alimentação e com o motor *Brushless* em si.

Figura 24 – Construção interna do módulo IRAM136-3023B



Fonte: (International Rectifier, 2012)

Figura 25 – Conexões Típicas do módulo IRAM136-3023B



Fonte: (International Rectifier, 2012)

As entradas de sinal $\overline{Hn1}$, $\overline{Hn2}$ e $\overline{Hn3}$ controlam os transistores superiores da ponte, enquanto que as entradas $\overline{Ln1}$, $\overline{Ln2}$ e $\overline{Ln3}$ controlam os transistores inferiores. Todo o sinal de comando dos transistores será enviado pelo microcontrolador. Vale ressaltar que, estes sinais de controle trabalham com a lógica invertida, de modo que quando o sinal enviado pelo microcontrolador para um transistor, for nível baixo, o sinal enviado pelo driver para o transistor correspondente, estará em nível alto, disparando dessa forma o transistor. O mesmo vale para a lógica reversa, ao se enviar um sinal nível alto pelo microcontrolador, o driver irá enviar um sinal nível baixo para o transistor correspondente, desligando o transistor, e assim sucessivamente.

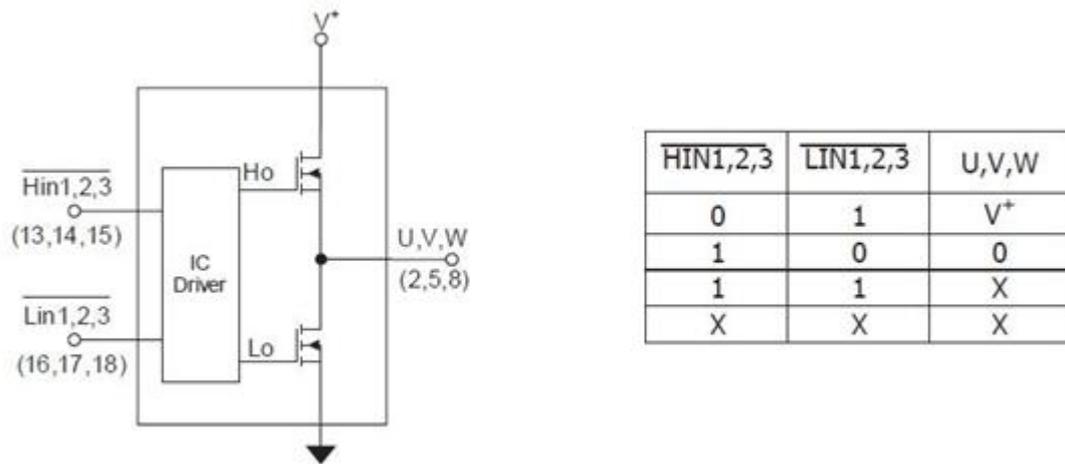
A quantidade de transistores acionados simultaneamente, irá depender do método de controle que foi utilizado no projeto, sendo no mínimo duas e no máximo três. Vale salientar que nunca deverão ser acionados os transistores do mesmo “braço”, ou seja, o superior e o inferior de uma mesma fase ao mesmo tempo, pois caso isso aconteça irá provocar um curto-circuito diretamente na fonte de alimentação do circuito. Uma outra característica importante desse módulo relacionada à segurança, é a questão do *dead time* interno, pois o mesmo impede

que ocorra esse acionamento dos transistores de uma mesma fase ao mesmo tempo. Em circuitos de projetos convencionais, o *dead time* geralmente é realizado via *software* utilizando o próprio microcontrolador ou por meio de *hardware* através de circuitos externos.

Vale ressaltar que os capacitores e resistores do circuito *bootstrap* necessários para a correta polarização do circuito, necessitam ser adicionados ao circuito, uma vez que os mesmos não são integrados ao módulo, com isso são necessários dois capacitores e um resistor limitador.

Na Figura 26, está ilustrado de maneira simplificada o modo de operação lógico do driver interno do módulo IRAM136-3023B, fornecido pelo *datasheet* do fabricante do componente.

Figura 26 – Simplificação do modo de operação do driver interno do IRAM136-3023B



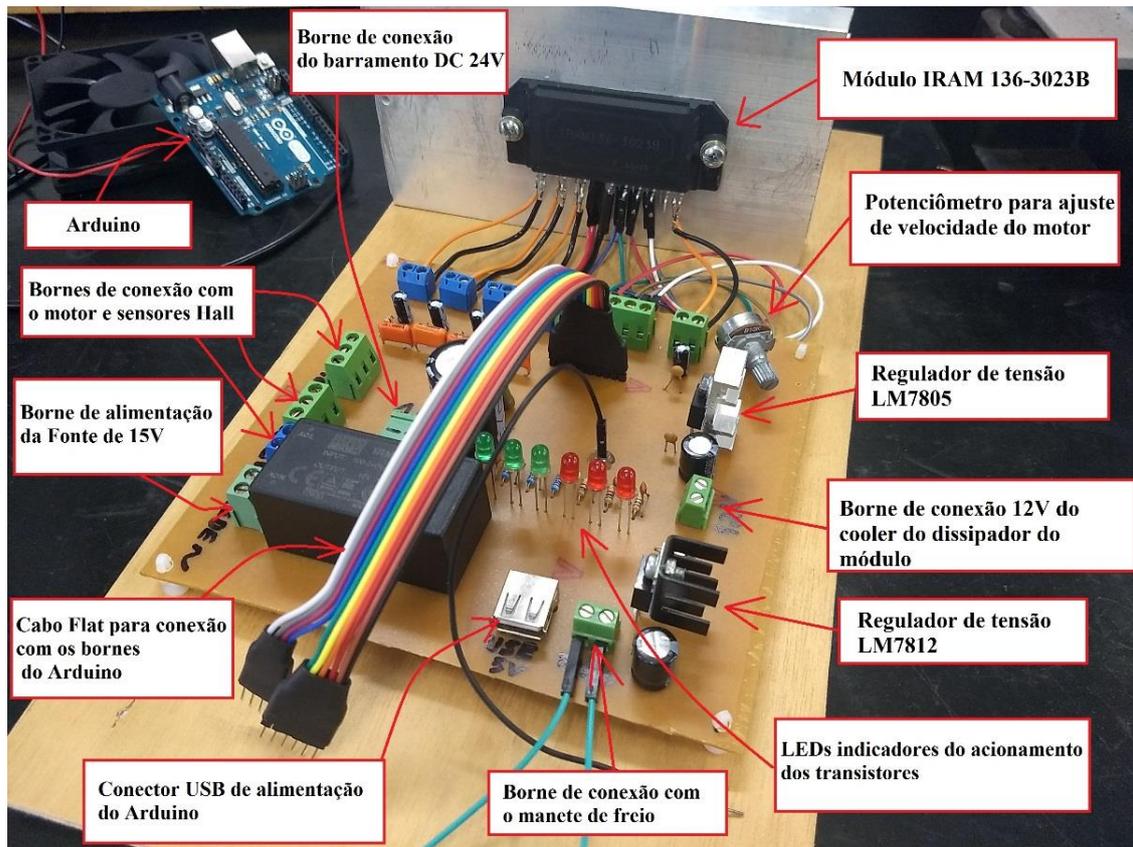
Fonte: (Adaptado de International Rectifier, 2012).

Segundo dados do fabricante, o driver interno do módulo IRAM136-3023B é do tipo IR2136, e para sua operação recomenda-se uma fonte alimentação DC entre 12V e 20V. Neste trabalho utilizou-se uma fonte DC de 15V que estava disponível no Laboratório de Eletrônica de Potência da Unesp de Ilha Solteira.

4.4.2 – Placa Protótipo

O projeto da placa protótipo foi desenvolvido com o intuito de serem realizados testes e ensaios com o motor e o microcontrolador utilizados no trabalho. Os diagramas esquemáticos e o layout da placa são apresentados no Apêndice B. O projeto da placa foi desenvolvido no software ISIS Proteus versão 8.7. A Figura 27 ilustra a placa desenvolvida, bem como seus principais componentes.

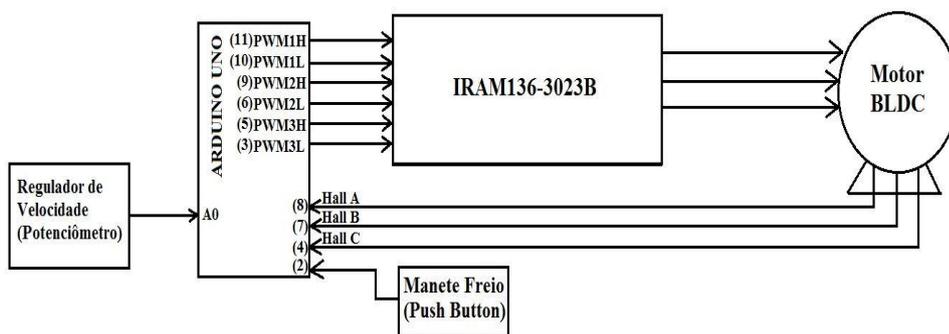
Figura 27 – Placa Protótipo desenvolvida



Fonte: Dados do próprio autor.

Na Figura 28 está representado um diagrama de blocos simplificado, com os principais itens que compõem o projeto.

Figura 28 – Diagrama de blocos simplificado de todo o circuito



Fonte: Dados do próprio autor.

Para a montagem e confecção da placa protótipo, foram seguidas as recomendações do fabricante presentes no *datasheet*, conforme ilustrado na Figura 25. Foram adicionados também alguns componentes, como LEDs, bornes para conexões, capacitores e reguladores de tensão. Utilizou-se um regulador de tensão de 12V DC (LM 7812) para alimentar o cooler do dissipador acoplado ao módulo do IRAM, e também se utilizou um outro regulador de 5V DC (LM 7805)

para alimentação do microcontrolador Arduino, uma vez que o mesmo utiliza um conector do tipo USB. Nas figuras 29 e 30 estão representados os reguladores de tensão mencionados, juntamente com os capacitores que são colocados na entrada e saída de cada regulador conforme recomendações do *datasheet* do regulador. O fabricante recomenda a utilização de pelo menos um capacitor eletrolítico de 0,33 μ F na entrada e um de 0,1 μ F na saída de cada regulador. Porém, na montagem desta placa, utilizou-se capacitores de 330 μ F na entrada e 10 μ F na saída, superdimensionando assim o circuito, e também foram colocados em paralelo capacitores cerâmicos de 0,1 μ F para se evitar eventuais ruídos no circuito.

Figura 29– Regulador de Tensão LM 7812



Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 30 – Regulador de Tensão LM 7805



Fonte: Dados do próprio autor.

Os LEDs presentes na placa, foram ligados em paralelo com as saídas PWMs do microcontrolador e foram colocados para representar o acionamento dos transistores da ponte trifásica. Utilizou-se também capacitores cerâmicos ligados em paralelo aos LEDs visando a reduzir qualquer ruído presente no circuito. Os LEDs verdes representam os transistores superiores da ponte, já os LEDs vermelhos representam os transistores inferiores da ponte.

Conforme já foi descrito anteriormente, devido a lógica do driver presente no módulo IRAM, o sinal para o acionamento dos transistores deverá ser no nível baixo, e com isso os LEDs que estiverem apagados, são os que estarão acionando os transistores. Porém, vale ressaltar que durante o funcionamento do motor, devido ao fato de os transistores serem acionados de maneira muito rápida, fica quase imperceptível a visualização a olho nu de qual transistor está sendo acionado, somente para baixas rotações ou até mesmo girando o motor manualmente, torna-se mais evidente a visualização da comutação. Na Figura 31 estão representados os LEDs descritos, bem como a qual transistor da ponte corresponde cada LED.

Figura 31 – LEDs Representando o Acionamento dos Transistores



Fonte: Dados do próprio autor

Utilizou-se também um borne para a conexão do botão *push button* presente no manete, de forma a representar um método de frenagem para o motor, além do fato de se utilizar do próprio freio mecânico da bicicleta para poder auxiliar na frenagem. O botão *push button* utiliza uma alimentação de 5V DC, e assim que for acionado, ele envia o sinal para o microcontrolador acionar somente os transistores superiores da ponte, e deixando os transistores inferiores abertos, fazendo com que não ocorra a circulação de corrente no motor. Na Figura 32 estão ilustrados respectivamente o conector USB utilizado para a alimentação do microcontrolador e o borne de conexão para o *push button* do manete de freio.

Figura 32– Conector USB e borne de acionamento do freio.



Fonte: Dados do próprio autor

Nas demais conexões do motor, dos sensores Hall e do módulo IRAM na placa protótipo, também se fez uso do mesmo tipo de borne que foi ilustrado na Figura 32 para o acionamento do freio. Utilizou-se esse tipo de conexão visando facilitar a montagem e desmontagem do circuito em laboratório.

4.4.3 Lógica utilizada no microcontrolador

Conforme já comentado, o microcontrolador utilizado neste trabalho utiliza a plataforma Arduino com um chip fabricado pela ATMEL, especificamente, o modelo ATMEGA 328. Utilizou-se o modelo Arduino UNO devido a sua facilidade de ser encontrado no mercado e possuir um custo relativamente acessível quando comparado com outros modelos de microcontroladores, além disso, apresenta programação intuitiva. Para comandar os transistores da ponte trifásica, utilizou-se das portas digitais PWMs configuradas como saídas digitais, assim como utilizou-se de uma das portas digitais como entrada do sinal vindo do *push button* do manete de freio, e utilizou-se também uma das portas analógicas do microcontrolador para se realizar a leitura do potenciômetro, que realiza a função de controle de velocidade do motor. Na Figura 33 pode ser visualizado o microcontrolador Arduino UNO utilizado no trabalho, bem como suas portas PWMs e portas analógicas.

Figura 33 – Microcontrolador Arduino UNO



No apêndice A encontra-se o fluxograma utilizado na lógica do controle por meio do sensor Hall.

Na sequência será explicado a lógica utilizada para o controle do motor *Brushless* utilizando os sensores de efeito Hall. Na Tabela 4 pode ser visualizado a parte inicial do programa, em que se encontra a declaração das variáveis utilizadas. As variáveis de “*t1, t2, t3, t4, t5 e t6*” são referentes ao controle dos transistores da ponte trifásica. As variáveis “*t1, t2, e t3*” são responsáveis pelo acionamento dos transistores superiores da ponte, enquanto que as variáveis “*t4, t5 e t6*” são responsáveis pelo controle dos transistores inferiores. Todas essas variáveis foram configuradas como saídas digitais das portas PWM do Arduino.

A variável “*PinoPotenciometro*” é relacionada à entrada analógica que irá efetuar a leitura do valor enviado pelo potenciômetro. A mesma está ligada ao pino “*A0*” do Arduino. A variável “*ValorPot*” como o próprio nome sugere, está relacionada ao valor que é lido pelo potenciômetro e armazenado na memória do Arduino para que se efetue os devidos ajustes na velocidade do motor.

As variáveis “*Estadosensor1, Estadosensor2 e Estadosensor3*” irão armazenar o estado dos sensores, podendo ser nível lógico alto ou baixo. De acordo com a leitura dos sensores é que o microcontrolador irá enviar o comando adequado para os drivers, acionando assim os transistores correspondentes da ponte trifásica. As variáveis “*sensor 1, sensor2 e sensor3*” irão captar os sinais digitais enviados pelos sensores, sendo, portanto, configuradas como entradas digitais.

A variável “*tempo*” está relacionada ao controle de velocidade, sendo utilizada para armazenar o valor lido do potenciômetro. De acordo com esse valor armazenado pela variável “*tempo*” é que o Arduino irá alterar a frequência de comutação da ponte trifásica. Com isso o comando de *Delay* fica diretamente relacionado com o valor aferido pelo potenciômetro, o que não é muito recomendado, uma vez que ao alterar o valor do potenciômetro, a velocidade também é alterada de forma instantânea, o que de certa forma sobrecarrega um pouco o programa, pois é necessário efetuar a leitura a todo instante. Se tivesse sido feito um mapeamento melhor entre os valores aferidos pelo potenciômetro e o valor identificado pelo programa, certamente poderia se obter um controle mais fino da velocidade. Mas de um modo geral o método que foi utilizado é funcional e foi comprovado com testes em laboratório.

A variável “*fase*” está relacionada a leitura dos sensores, uma vez que de acordo com a sequência de leitura dos sensores, essa variável fase irá fazer com que o microcontrolador

identifique de maneira precisa a qual etapa da comutação corresponde aquela leitura de sensores efetuada. É atribuído o valor 1 para esta variável pois, o número 1 representa a primeira etapa da comutação. Para exemplificar, se a leitura dos sensores for: $sensor1=1$; $sensor2=0$ e $sensor3=1$ o Arduino irá interpretar essa leitura como a segunda etapa da comutação, ou seja, ele irá enviar o sinal para que as bobinas das fases A e C sejam energizadas, e assim sucessivamente.

Após declarar as variáveis que serão utilizadas, vem a etapa em que são configuradas quais serão as entradas e saídas do sistema. No código do programa está descrito como *void setup()*. Como pode ser visualizado, as variáveis de “t1” a “t6” foram configuradas como saídas (OUTPUT), e as variáveis “sensor1”, “sensor2” e “sensor3” como entradas (INPUT). Também foi declarado nessa parte do programa uma interrupção, que poderá ser utilizada a qualquer momento durante a operação do programa. O comando de interrupção é denominado *attachInterrupt*. Na placa do Arduino UNO, os pinos que podem ser utilizados para interrupção são o 2 e o 3 das portas digitais. Nesse caso utilizou-se da porta 2 pois a 3 já estava sendo utilizada como uma das entradas digitais para os sensores Hall. Para realizar esse comando de interrupção, é necessário criar uma ISR (*Interruption Service Routines*), que seria uma Rotina de Serviço de Interrupções. Geralmente uma ISR deve ser o mais curta e rápida possível e geralmente é colocada em alguma parte do programa que esteja dentro do *loop* que estiver sendo executado.

A sintaxe utilizada para a interrupção é a seguinte: *attachInterrupt(pino, ISR, modo)*, onde o *pino* seria o número do pino utilizado, para a placa Arduino UNO, utiliza-se o número 0 para o pino digital 2 e o número 1 para o pino digital 3, nesse caso como utilizou-se o pino 2, colocou-se o número 0. A *ISR* seria a rotina da interrupção a ser chamada quando a interrupção ocorre, essa função não deve retornar nenhum parâmetro e não deve retornar nada. Por fim, tem-se o *modo*, que irá definir quando a interrupção deverá ser ativada. Nesse caso existem quatro constantes que podem ser utilizadas, cada uma delas estão descritas a seguir:

- LOW: aciona a interrupção quando o estado do pino for nível baixo;
- CHANGE: aciona a interrupção sempre que o estado do pino mudar;
- RISING: aciona a interrupção somente quando o estado do pino mudar de LOW para HIGH;
- FALLING: aciona a interrupção quando o estado do pino mudar de HIGH para LOW;

Nesse caso, utilizou-se o modo LOW, pois conforme já foi descrito no texto, no manete de freio foi colocado um botão do tipo *push button*. Quando o manete estiver em seu estado normal, ou seja, não estiver sendo acionado, o botão *push button* se mantém pressionado a todo o instante, enviando assim sempre o nível alto para o microcontrolador. Ao acionar o manete de freio, o botão *push button* deixará de ser pressionado, fazendo com que seja enviado um sinal nível baixo para o microcontrolador. Com isso, o Arduino interpreta este sinal como uma interrupção, e para imediatamente de executar a rotina de *loop* do programa para então executar a interrupção. Na Tabela 4, estão ilustrados os códigos utilizados na declaração das variáveis e na configuração dos pinos. Já na Tabela 5 encontra-se o código da interrupção.

Tabela 4 – Declaração de variáveis e configuração da pinagem (continua)

```

long int tempo=0;

int t1 = 11;
int t2 = 10;
int t3 = 9;
int t4 = 6;
int t5 = 5;
int t6 = 3;
const int PinoPotenciometro = A0;
int ValorPot = 0;
int Estadosensor1 = 0;
int Estadosensor2 = 0;
int Estadosensor3 = 0;
const int sensor1=8;
const int sensor2=7;
const int sensor3=4;
int fase=1;

void setup()
{
  pinMode(t1, OUTPUT);
  pinMode(t2, OUTPUT);
  pinMode(t3, OUTPUT);

```

 Tabela 4 – Declaração de variáveis e configuração da pinagem (conclusão)

```
pinMode(t4, OUTPUT);
pinMode(t5, OUTPUT);
pinMode(t6, OUTPUT);
pinMode(sensor1, INPUT);
pinMode(sensor2, INPUT);
pinMode(sensor3, INPUT);
attachInterrupt(0,interruptao,LOW);
}
```

Fonte: Dados do próprio autor

 Tabela 5– Rotina de Interrupção ISR

```
void interruptao()
{
  digitalWrite(t1, LOW);
  digitalWrite(t2, LOW);
  digitalWrite(t3, LOW);
  digitalWrite(t4, HIGH);
  digitalWrite(t5, HIGH);
  digitalWrite(t6, HIGH);
}
```

Fonte: Dados do próprio autor

Nesse caso da interrupção, ao acionar o manete de freio, somente os transistores superiores da ponte trifásica ficarão acionadas, o que faz com que não haja circulação de corrente nos enrolamentos do motor, fazendo com que o motor pare instantaneamente de girar. Ao se soltar o manete de freio, o programa retorna ao *loop* da rotina do programa normalmente.

Na Tabela 6 está ilustrado a rotina de *loop* do programa, onde pode ser visualizado a lógica utilizada para a comutação dos transistores da ponte trifásica. Nesse caso a comutação irá se basear na sequência de leitura dos sensores Hall. Com isso, existem 6 casos possíveis para a leitura dos sensores. Nesse caso utilizou-se da estrutura *switch case*. Nesse tipo de estrutura, geralmente utiliza-se uma variável como parâmetro, que no caso foi a variável “*fase*”. De acordo com a leitura dos sensores fica armazenado na variável “*fase*” a qual caso da comutação pertence a sequência de leitura dos sensores registrada. Como existem 6 casos possíveis, a variável “*fase*” irá armazenar um valor inteiro entre 1 e 6. Assim, dentro da estrutura

de *switch case* irão existir 6 casos que irão corresponder à sequência de comutação dos transistores.

Entretanto, caso o programa ficasse dessa forma, não iria ficar em *loop*, pois o microcontrolador iria simplesmente fazer a leitura dos sensores e de acordo com a leitura iria enviar o sinal correto para os transistores correspondentes da ponte, mas isso faria com que ele alimentasse somente duas fases do motor e depois iria ficar parado, pois como não haveria outra leitura dos sensores, o motor continuaria estagnado. Com isso utilizou-se de uma lógica de incremento para a variável “*fase*”, pois dessa forma há a possibilidade do motor se movimentar e então mudar o estado dos sensores, fazendo com que o *loop* realmente entre em funcionamento. Assim sendo, após a estrutura de *switch case*, existe um incremento unitário da variável “*fase*”, e se caso a variável “*fase*” receber um valor maior do que 6, automaticamente é atribuído o valor 1 para a mesma, fazendo com que retorne ao primeiro caso da sequência de comutação que seria a comutação após o caso 6.

Tabela 6 – Lógica utilizada para a comutação (continua)

Loop para comutação
<pre> void loop() { Estadosensor1 = digitalRead(sensor1); Estadosensor2 = digitalRead(sensor2); Estadosensor3 = digitalRead(sensor3); ValorPot = analogRead(PinoPotenciometro); tempo=ValorPot; if(Estadosensor1==LOW && Estadosensor2==LOW && Estadosensor3==HIGH) { fase=1; } if(Estadosensor1==HIGH && Estadosensor2==LOW && Estadosensor3==HIGH) { fase=2; } if(Estadosensor1==HIGH && Estadosensor2==LOW && Estadosensor3==LOW) </pre>

Tabela 6 – Lógica utilizada para a comutação (continuação)

```
{
fase=3;
}
if(Estadosensor1==HIGH && Estadosensor2==HIGH && Estadosensor3==LOW)
{
fase=4;
}
if(Estadosensor1==LOW && Estadosensor2==HIGH && Estadosensor3==LOW)
{
fase=5;
}
if(Estadosensor1==LOW && Estadosensor2==HIGH && Estadosensor3==HIGH)
{
fase=6;
}
switch(fase)
{
case 1:
digitalWrite(t1, LOW);
digitalWrite(t2, HIGH);
digitalWrite(t3, HIGH);
digitalWrite(t4, HIGH);;
digitalWrite(t5, LOW);
digitalWrite(t6, HIGH);
delay(tempo);
break;

case 2:
digitalWrite(t1, LOW);
digitalWrite(t2, HIGH);
digitalWrite(t3, HIGH);
digitalWrite(t4, HIGH);
```

Tabela 6 – Lógica utilizada para a comutação (continuação)

```
digitalWrite(t5, HIGH);  
digitalWrite(t6, LOW);  
delay(tempo);  
break;
```

case 3:

```
digitalWrite(t1, HIGH);  
digitalWrite(t2, LOW);  
digitalWrite(t3, HIGH);  
digitalWrite(t3, HIGH);  
digitalWrite(t4, HIGH);;  
digitalWrite(t5, HIGH);  
digitalWrite(t6, LOW);  
delay(tempo);  
break;
```

case 4:

```
digitalWrite(t1, HIGH);  
digitalWrite(t2, LOW);  
digitalWrite(t3, HIGH);  
digitalWrite(t4, LOW);;  
digitalWrite(t5, HIGH);  
digitalWrite(t6, HIGH);  
delay(tempo);  
break;
```

case 5:

```
digitalWrite(t1, HIGH);  
digitalWrite(t2, HIGH);  
digitalWrite(t3, LOW);  
digitalWrite(t4, LOW);  
digitalWrite(t5, HIGH);
```

Tabela 6 – Lógica utilizada para a comutação (conclusão)

```
digitalWrite(t6, HIGH);
delay(tempo);
break;

case 6:
digitalWrite(t1, HIGH);
digitalWrite(t2, HIGH);
digitalWrite(t3, LOW);
digitalWrite(t4, HIGH);
digitalWrite(t5, LOW);
digitalWrite(t6, HIGH);
delay(tempo);
break;

}
fase=fase+1;
if(fase>6)
{
```

Fonte: Dados do próprio autor

Conforme pode ser visualizado na tabela 6, existem 6 casos para a leitura dos sensores, e esses 6 casos foram colocados dentro de estruturas “*if*”. Assim, de acordo com a sequência de leitura dos sensores, a variável “*fase*” iria receber um valor inteiro entre 1 e 6 e cair em uma dessas estruturas “*if*”. Consequentemente apontaria diretamente para a sequência de comutação de “*switch case*” correspondente.

Assim como já descrito anteriormente, o potenciômetro é que irá controlar a velocidade desta sequência de comutação. Com isso por meio da leitura analógica do potenciômetro pelo microcontrolador, é que a variável “*tempo*” irá mudar de valor, e consequentemente o *delay* que existe entre uma comutação e outra é alterado dessa maneira.

No Apêndice C encontra-se o código completo do programa utilizado no Arduino.

CAPÍTULO 5 - RESULTADOS TEÓRICOS E EXPERIMENTAIS

Para a realização dos testes e ensaios em bancada, utilizou-se uma fonte com alimentação trifásica com uma saída de corrente contínua que suporta até 30A, a mesma estava disponível no Laboratório de Máquinas Elétricas. O fato de se ter utilizado esta fonte, foi a questão de que no laboratório não se tinha disponíveis baterias de 48V. O motor que foi utilizado para os testes, conforme já mencionado, foi um motor síncrono de imã permanente do tipo *Brushless*, cujos dados nominais são uma tensão nominal de 48V e 800W de potência, todavia pelo fato de os testes efetuados serem apenas para fins de demonstração, acabou-se não utilizando a tensão nominal do motor, e sim 24V. Também se fez uso da placa protótipo, já descrita anteriormente neste trabalho, sendo que a mesma foi implementada de maneira simplificada, montando-se apenas os circuitos essenciais para o seu devido funcionamento. Na Figura 34 está ilustrada a fonte utilizada para os testes em laboratório.

Figura 34 – Fonte trifásica com saída CC de até 30A



Fonte: Dados do próprio autor

Para efetuar os testes e ensaios montou-se em uma bancada do Laboratório de Máquinas Elétricas um protótipo de uma bicicleta elétrica, em que apenas encaixou-se o aro de uma bicicleta com o motor, em um quadro adaptado de uma bicicleta. O mesmo foi montado apenas para fins de estudo do motor. Na Figura 35, encontra-se o esquema de como foi realizada a montagem experimental.

Figura 35 – Montagem experimental para realização de ensaios



Fonte: Dados do próprio autor.

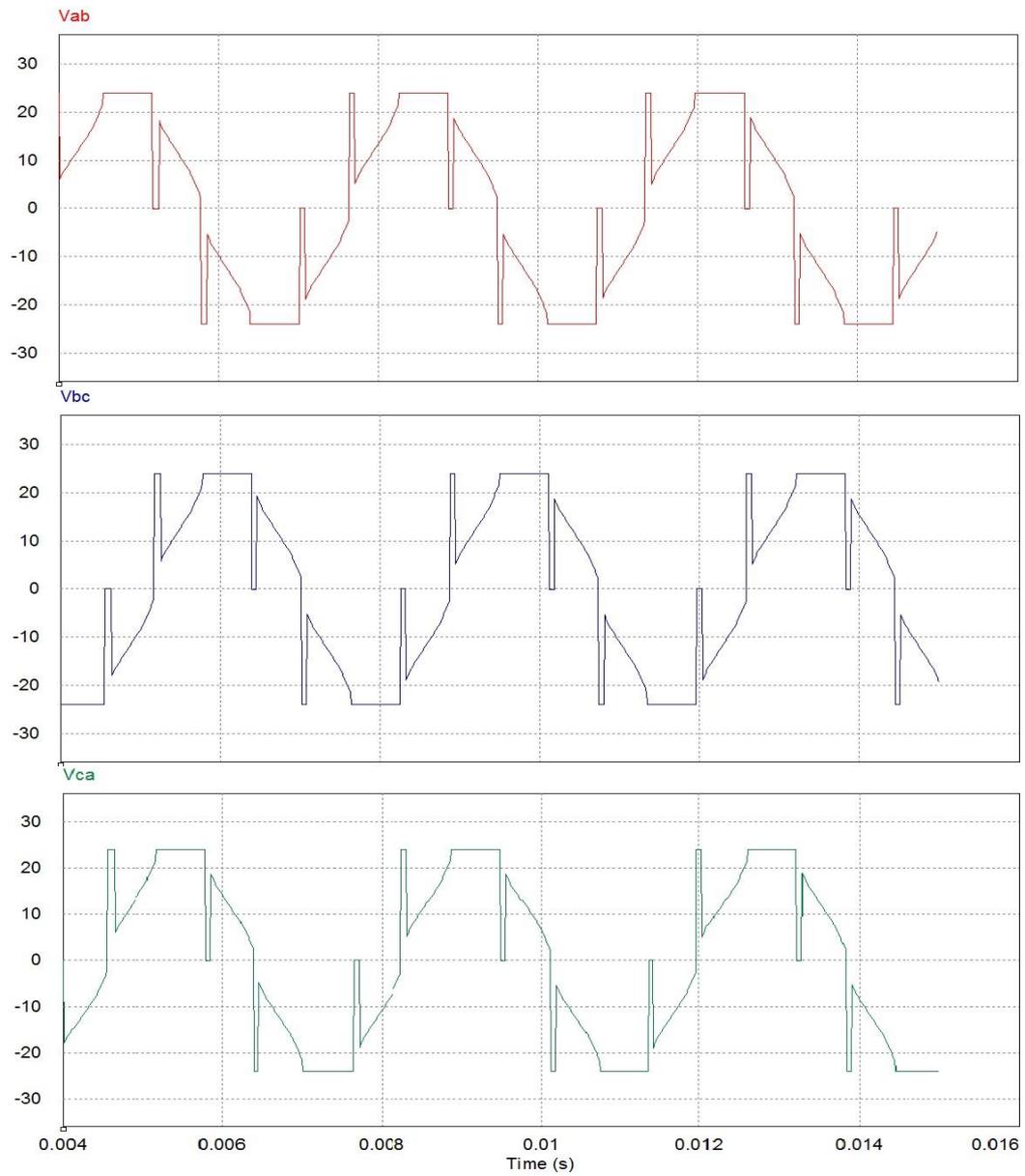
Na configuração utilizada, ligou-se as fases de saída da ponte inversora do módulo IRAM às três fases do motor, e o acionamento da ponte foi feita pelo microcontrolador Arduino UNO, com o chip da ATMEGA 328. Esta placa protótipo pode ser visualizada novamente na Figura 27 deste trabalho. Os sensores de efeito *Hall* do motor foram conectados à placa protótipo, e os sinais obtidos eram enviados para o microcontrolador.

O teste que foi realizado em laboratório, consistiu basicamente na implementação de um controle por PWM fixo de aproximadamente 490Hz, em que a lógica do microcontrolador foi programada para operar em um loop eterno, possuindo apenas um controle do *delay* entre um estado de alimentação e outro através do potenciômetro presente na placa protótipo.

O microcontrolador Arduino UNO lê os sinais que são enviados dos sensores Hall, e por meio dessa leitura ele identifica e atualiza as saídas da ponte inversora do módulo IRAM, realizando a comutação das fases correspondentes.

Para a simulação do circuito de teste utilizou-se o software *Power Electronics Simulation* (PSIM), em que foi realizada a operação dos transistores da ponte inversora e para isso simulou-se um motor síncrono do tipo *Brushless* com 46 polos e alimentou-se o barramento da ponte com 24V DC. As formas de onda obtidas para as tensões entre as fases do motor, podem ser visualizadas na Figura 36.

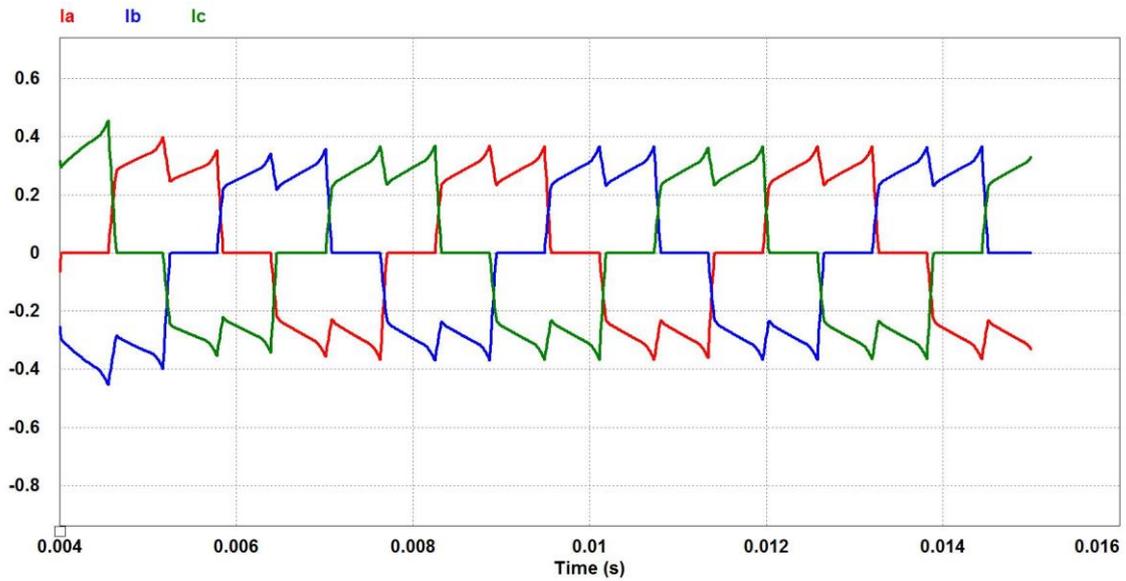
Figura 36 – Simulação das tensões entre as fases do motor.



Fonte: Dados do próprio autor

Também foram simuladas as formas de onda das correntes em cada uma das fases do motor, obtendo-se as formas de onda ilustradas na Figura 37.

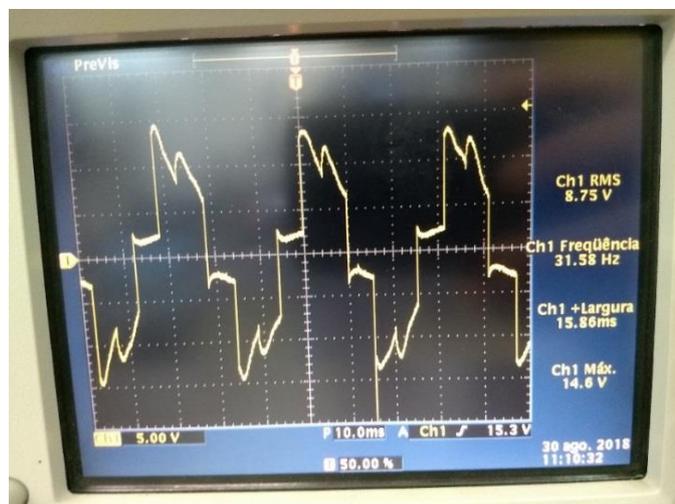
Figura 37 – Simulação das correntes nas fases do motor.



Fonte: Dados do próprio autor.

Os resultados práticos obtidos nos testes de laboratório, foram condizentes com as simulações, vale ressaltar que na simulação se teria uma fonte DC ideal no barramento, e que a mesma apresentasse constantemente o valor de 24V, já em laboratório, a fonte que estava alimentando o barramento não era ideal e não apresentava uma tensão DC constante na saída. Na Figura 38 está representado a forma de onda obtida da tensão entre as fases A e B do motor, mediante o auxílio de um osciloscópio digital disponível no laboratório de Eletrônica de Potência.

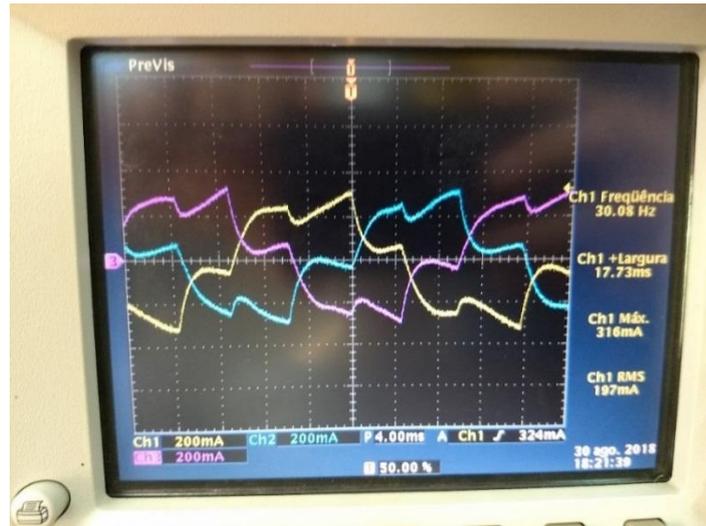
Figura 38 – Tensão entre as fases A e B do motor com escala de tensão em 5V/div e escala de tempo em 10ms/div.



Fonte: Dados do próprio autor.

Assim como foi feita na simulação, também foram obtidas as formas de onda das correntes das fases do motor, conforme está ilustrado na Figura 39, sendo que as cores amarelo, azul e rosa pertencem respectivamente as fases A, B e C. Estas formas de onda também foram obtidas mediante o auxílio de um osciloscópio digital.

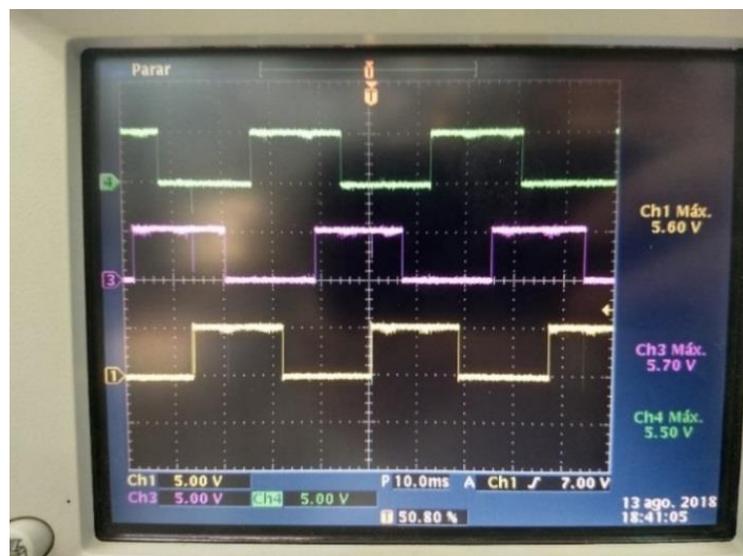
Figura 39 – Formas de onda das correntes em cada fase do motor com escala de corrente em 200mA/div e escala de tempo em 4ms/div.



Fonte: Dados do próprio autor.

Além das formas de onda de corrente em cada fase e tensão entre as fases do motor, também foram obtidas as formas de onda dos sinais dos sensores Hall presentes no motor. Na Figura 40, podem ser visualizadas as formas de onda dos sensores.

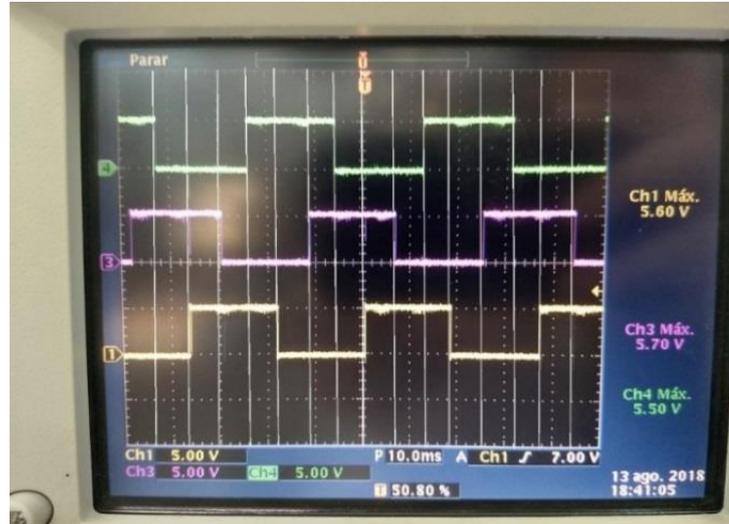
Figura 40 – Formas de onda dos sensores Hall com escala de tensão em 5V/div e escala de tempo em 10ms/div



Fonte: Dados do próprio autor.

Da Figura 40, se subdividirmos o sinal dos sensores Hall aproximadamente a cada 5ms, conforme pode ser visualizado na Figura 41, torna-se mais evidente quando ocorre a comutação entre as fases do motor.

Figura 41– Sinal dos sensores Hall com escala de tensão em 5V/div e escala de tempo em 5ms/div



Estado Sensores

Hall 1:	1	0	0	0	1	1	1	0	0
Hall 2:	1	1	1	0	0	0	1	1	1
Hall 3:	0	0	1	1	1	0	0	0	1

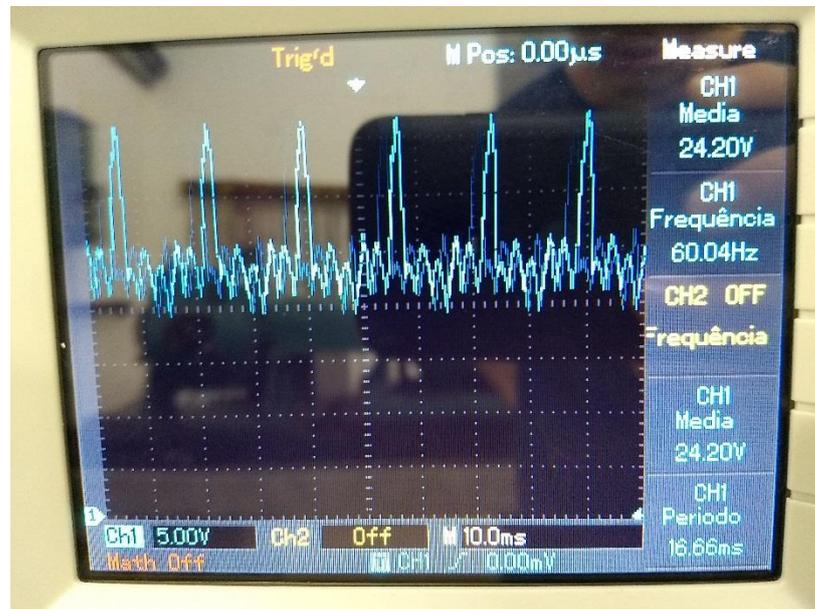
Fases: BA CA CB AB AC BC BA CA CB

Fonte: Dados do próprio autor.

Conforme pode ser visualizado na Figura 41, se considerarmos o sensor Hall 1 como o sinal de onda quadrada verde, o sensor Hall 2 como o sinal de onda na cor rosa e por fim o sensor Hall 3 como o sinal da onda quadrada amarelo, pode-se obter a sequência de alimentação das fases do motor conforme a Tabela 2, a qual é referente à sequência de alimentação para o sentido horário do motor. A partir da sexta divisão do sinal dos sensores, pode-se perceber que a sequência começa a se repetir.

Um ponto importante que vale ser levantado é com relação a fonte utilizada nos testes, uma vez que o ideal seria que a fonte possuísse uma saída DC de 24V constante, porém ao aferir a forma de onda na saída da fonte com o auxílio de um osciloscópio digital, observou-se o sinal representado na Figura 42.

Figura 42 – Forma de onda na saída da fonte de alimentação com escala de tensão em 5V/div e escala de tempo em 10ms/div.



Fonte: Dados do próprio autor.

Da Figura 42, observa-se que a tensão média da fonte fornece os 24V. Porém, o ideal seria que fosse uma saída constante. Isso explicaria um pouco das diferenças obtidas na simulação do circuito representado na Figura 36, das formas de onda obtidas nos testes em laboratório, representado na Figura 38, apesar das formas de onda das correntes em cada uma das fases terem sido próximas. Além disso, vale lembrar que existem também as perdas de condução que provocam as perdas de tensão.

CAPÍTULO 6 – CONCLUSÃO E TRABALHOS FUTUROS

O conhecimento adquirido neste trabalho foi essencial para a concretização do mesmo. O foco do trabalho não ficou somente restrito ao uso do microcontrolador em específico, mas sim em utilizá-lo como aliado para o desenvolvimento do projeto como um todo. Utilizando o microcontrolador Arduino UNO, aprender a sua lógica de programação, realizar a leitura dos sinais dos sensores Hall e também o envio correto do comando para os drives de acionamento dos MOSFETs, foram fundamentais para a elaboração do projeto em geral. O projeto da placa controladora a princípio aparenta ser uma tarefa complexa, porém com o auxílio do módulo IRAM que estava disponível para utilização, tornou-se bastante simples a sua construção, bastando seguir corretamente as especificações contidas no *datasheet* do fabricante e fazer as conexões de maneira correta.

Foi possível verificar também que apesar de não se estar utilizando uma fonte de tensão adequada no laboratório, os resultados obtidos foram bastante satisfatórios em relação às simulações realizadas, e acredita-se que se os mesmos testes tivessem sido realizados com uma fonte de tensão adequada, certamente os resultados seriam ainda melhores e mais eficazes.

O controlador projetado leva em consideração a utilização dos sensores Hall do motor, o que faz com que a construção da placa de acionamento se torne um pouco menos complexa do que se fosse por meio do método *sensorless*, evitando alguns circuitos adicionais como divisores de tensão e além do fato de que utilizando os sensores Hall, não é necessário ter acesso ao fechamento centro-estrela do motor como é no caso do *sensorless*. Mas vale ressaltar que este controlador ainda pode ser bastante aprimorado, fazendo a utilização de um controle Proporcional e Integral (PI), pois dessa forma seria possível a implementação de um projeto em que houvesse a aplicação de carga no motor, simulando o projeto de um motor de uma bicicleta elétrica ou até mesmo podendo ser de um veículo elétrico.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- AGARELLI, C. **Motores Elétricos e o consumo setorial de energia**. Disponível em: <https://www.osetoreletrico.com.br/motores-eletricos-e-o-consumo-setorial-de-energia/> Acesso em 28 de janeiro de 2019
- FERNANDES, T. *et al.* **Concepção de um motor síncrono de imã permanente acoplado no cubo da roda traseira de uma scooter**. 2011. 136f. Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação em Engenharia Elétrica) - Instituto de Ciências Exatas e Tecnologia, Universidade Paulista, São Paulo, 2011. Disponível em: <https://pt.scribd.com/document/332211290/108502663-Motores-sincronos-de-ima-permanente-pdf> . Acesso em: 10 de setembro de 2019.
- FORTULAN, C. A. **Aula 07 – Motores Elétricos**. São Carlos, SP. EESC USP. Apresentação de Power Point. 115 slides. Notas de Aulas. 2016. Disponível em: https://edisciplinas.usp.br/pluginfile.php/3957285/mod_resource/content/0/aula7_Motores_eltricos_selecao.pdf Acesso em: 14 agosto 2019.
- GIERAS, J. F.; WING, M. **Permanent Magnet Motor Technology**. First Edition. New York: Marcel Dekker, Inc, 1997.
- GONZALES, V. P. **Projeto de uma bicicleta elétrica**. 2014. 66f. Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação em Tecnologia em Mecatrônica Industrial) - Curso Superior de Tecnologia em Mecatrônica Industrial, Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Curitiba, 2014. Disponível em: http://repositorio.roca.utfpr.edu.br/jspui/bitstream/1/3152/1/CT_COMET_2014_1_04.pdf . Acesso em 28 de março de 2019.
- HAYT, William H. Jr. **Eletromagnetismo**. 3 ed. Rio de Janeiro. LTC – Livros Técnicos e Científicos Editora, 1985.
- INTERNATIONAL RECTIFIER. **IRAM136-3023B Series 30A, 150V with Internal Shunt Resistor** - Integrated Power Hybrid IC for /Low Voltage Motor Applications, 2012, Disponível em: <https://www.infineon.com/dgdl/iram136-3023b.pdf?fileId=5546d462533600a4015355d6b6251854> Acesso em: 27 de maio de 2021.
- MILLER, TJE ; HENDERSHOT Jr J. R. **Design of Brushless Permanent-Magnet Motors**. 1994. Disponível em: <https://pt.scribd.com/document/355895600/A11-Design-of-Brushless->

[Permenant-Magnet-Machines](#)

Acesso em: 28 de março de 2021.

MOURA, R. L. **O Uso de microcontroladores no acionamento e controle de motores brushless DC**. 2010. 40f. Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação em Engenharia Elétrica) - Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, 2010. Disponível em: http://www.tcc.sc.usp.br/tce/disponiveis/18/180500/tce-17112011-095309/publico/Moura_Ricardo_Lopes.pdf Acesso em: 13 de fevereiro de 2019.

RIBEIRO, M. A. F. P. **Sistema de acionamento elétrico utilizando motor brushless DC para controle de posição de alta precisão**. 2007. 69f. Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação em Engenharia Elétrica com Ênfase em Eletrônica) - Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, 2007. Disponível em: <http://www.tcc.sc.usp.br/tce/disponiveis/18/180450/tce-14052010-105148/?&lang=br> Acesso em: 13 de março de 2019.

SANTOS, R. R. **Motor CC Brushless**. 2018. 61f. Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação em Engenharia Elétrica) – Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira, Universidade Estadual Paulista Júlio de Mesquita Filho, Ilha Solteira, 2018.

SPARTANO, M. A. **Motores DC Brushless: Princípios e Aplicações**. 2006. 46f. Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação em Engenharia Elétrica) - Universidade São Francisco, Campinas, 2006. Disponível em: <http://lyceumonline.usf.edu.br/salavirtual/documentos/625.pdf> Acesso em: 29 de março de 2019.

STEINDORFF, A. S. **Método Alternativo de Controle Vetorial Usando Processador Digital de Sinais**. 2003. 93f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica e de Computação) - Universidade Federal de Goiás, Goiânia, 2003. Disponível em: <https://www.emc.ufg.br/~jwilson/pdf/Asley.pdf> Acesso em: 11 de junho de 2019.

TRINDADE, R. H. **Estudo de Máquinas Elétricas Não-Convencionais: Motor Brushless DC**. 2009. 39f. Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação em Engenharia Elétrica com Ênfase em Sistemas de Energia e Automação) - Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, 2009. Disponível em: <http://www.tcc.sc.usp.br/tce/disponiveis/18/180500/tce-23042010-091439/?&lang=br> . Acesso em 24 de abril de 2019.

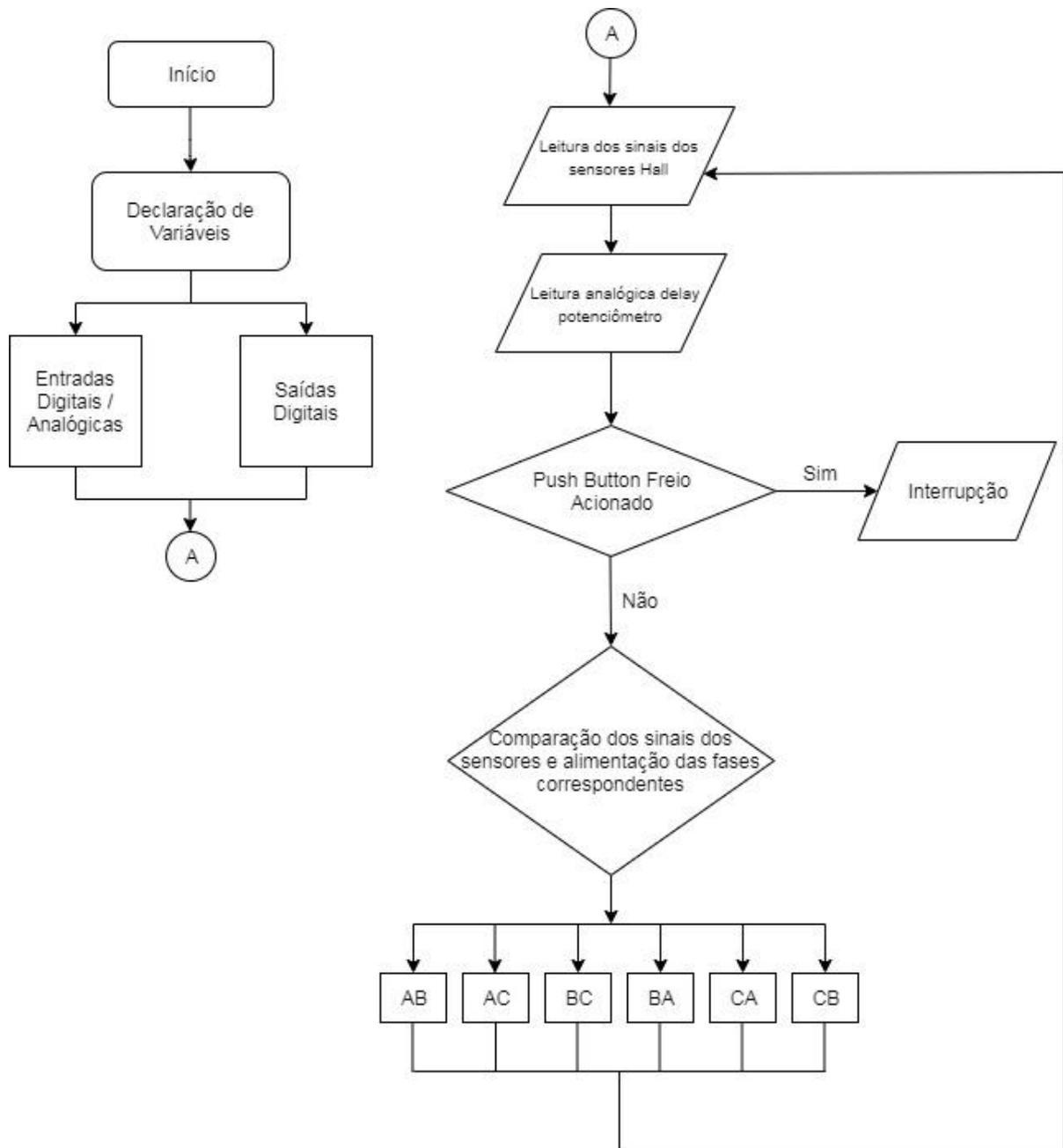
VIEIRO, J. S. **Modelagem Matemática e Controle do Motor *Brushless* DC**. 2013. 96f. Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal do Pampa, Alegrete, 2013. Disponível em:

<https://dspace.unipampa.edu.br/bitstream/riu/995/1/Modelagem%20matem%C3%A1tica%20e%20controle%20do%20motor%20Brushless%20DC.pdf> Acesso em: 28 de junho de 2021.

YEDAMALE, P. **Brushless DC (BLDC) Motor Fundamentals**. Application Note - Microchip Technology INC, 2003. Disponível em:

<http://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/00885a.pdf> Acesso em: 12 de fevereiro de 2019.

APÊNDICE A – FLUXOGRAMA LÓGICA DE CONTROLE



APÊNDICE C – CÓDIGO COMPLETO DO PROGRAMA DO ARDUINO

```
long int tempo=0;

int t1 = 11;
int t2 = 10;
int t3 = 9;
int t4 = 6;
int t5 = 5;
int t6 = 3;
int caso = 1;
const int PinoPotenciometro = A0;
int ValorPot = 0;
int Estadosensor1 = 0;
int Estadosensor2 = 0;
int Estadosensor3 = 0;
const int sensor1=8;
const int sensor2=7;
const int sensor3=4;
const int freio=2;
int som = 0;
int fase=1;

void setup()
{
  pinMode(t1, OUTPUT);
  pinMode(t2, OUTPUT);
  pinMode(t3, OUTPUT);
  pinMode(t4, OUTPUT);
```

```
pinMode(t5, OUTPUT);
pinMode(t6, OUTPUT);
pinMode(sensor1, INPUT);
pinMode(sensor2, INPUT);
pinMode(sensor3, INPUT);
attachInterrupt(0,interruptao,LOW);
}

void loop()
{

Estadosensor1 = digitalRead(sensor1);
Estadosensor2 = digitalRead(sensor2);
Estadosensor3 = digitalRead(sensor3);
ValorPot = analogRead(PinoPotenciometro);
tempo=ValorPot;

if(Estadosensor1==LOW && Estadosensor2==LOW && Estadosensor3==HIGH)
{
fase=1;
}
if(Estadosensor1==HIGH && Estadosensor2==LOW && Estadosensor3==HIGH)
{
fase=2;
}
if(Estadosensor1==HIGH && Estadosensor2==LOW && Estadosensor3==LOW)
{
fase=3;
}
if(Estadosensor1==HIGH && Estadosensor2==HIGH && Estadosensor3==LOW)
```

```
{
fase=4;
}
if(Estadosensor1==LOW && Estadosensor2==HIGH && Estadosensor3==LOW)
{
fase=5;
}
if(Estadosensor1==LOW && Estadosensor2==HIGH && Estadosensor3==HIGH)
{
fase=6;
}
switch(fase)
{
case 1:
digitalWrite(t1, LOW);
digitalWrite(t2, HIGH);
digitalWrite(t3, HIGH);
digitalWrite(t4, HIGH);;
digitalWrite(t5, LOW);
digitalWrite(t6, HIGH);
delay(tempo);
break;

case 2:
digitalWrite(t1, LOW);
digitalWrite(t2, HIGH);
digitalWrite(t3, HIGH);
digitalWrite(t4, HIGH);;
digitalWrite(t5, HIGH);
digitalWrite(t6, LOW);
```

```
delay(tempo);  
break;
```

case 3:

```
digitalWrite(t1, HIGH);  
digitalWrite(t2, LOW);  
digitalWrite(t3, HIGH);  
digitalWrite(t3, HIGH);  
digitalWrite(t4, HIGH);;  
digitalWrite(t5, HIGH);  
digitalWrite(t6, LOW);  
delay(tempo);  
break;
```

case 4:

```
digitalWrite(t1, HIGH);  
digitalWrite(t2, LOW);  
digitalWrite(t3, HIGH);  
digitalWrite(t4, LOW);;  
digitalWrite(t5, HIGH);  
digitalWrite(t6, HIGH);  
delay(tempo);  
break;
```

case 5:

```
digitalWrite(t1, HIGH);  
digitalWrite(t2, HIGH);  
digitalWrite(t3, LOW);  
digitalWrite(t4, LOW);  
digitalWrite(t5, HIGH);
```

```
digitalWrite(t6, HIGH);
delay(tempo);
break;

case 6:
digitalWrite(t1, HIGH);
digitalWrite(t2, HIGH);
digitalWrite(t3, LOW);
digitalWrite(t4, HIGH);
digitalWrite(t5, LOW);
digitalWrite(t6, HIGH);
delay(tempo);
break;
}
fase=fase+1;
if(fase>6)
{
fase=0;
}
}
void interrupcao()
{
digitalWrite(t1, LOW);
digitalWrite(t2, LOW);
digitalWrite(t3, LOW);
digitalWrite(t4, HIGH);
digitalWrite(t5, HIGH);
digitalWrite(t6, HIGH);
}
```