

**UNIVERSIDADE DO ESTADO DO AMAZONAS - ESCOLA SUPERIOR DE
TECNOLOGIA**

ISRAEL FÉLIX DE MOURA TÔRRES

**PROJETO DO CONTROLADOR DE UM MOTOR *BRUSHLESS* PARA UMA
EMBARCAÇÃO SOLAR**

Manaus
2017

ISRAEL FÉLIX DE MOURA TÔRRES

**PROJETO DO CONTROLADOR DE UM MOTOR *BRUSHLESS* PARA UMA
EMBARCAÇÃO SOLAR**

Projeto de pesquisa desenvolvido durante a disciplina de Trabalho de Conclusão de Curso II e apresentada à banca avaliadora do Curso de Engenharia Elétrica da Escola Superior de Tecnologia da Universidade do Estado do Amazonas, como pré-requisito para a obtenção do título de Engenheiro Eletricista.

Orientador:
Walter Prado de Souza Guimarães, Dr.

Manaus
2017

Universidade do Estado do Amazonas – UEA
Escola Superior de Tecnologia - EST

Reitor:

Cleinaldo de Almeida Costa

Vice-Reitor:

Mário Augusto Bessa de Figueiredo

Diretor da Escola Superior de Tecnologia:

Roberto Higino Pereira da Silva

Coordenador do Curso de Engenharia Elétrica

Cláudio Gonçalves

Banca Avaliadora composta por:

Data da defesa: 22/12/2017.

Prof. Walter Prado de Souza Guimarães (Orientador)

Prof. Jozias Parente de Oliveira

Prof. Walfredo da Costa Lucena Filho

CIP – Catalogação na Publicação

Félix, Israel de Moura Tôrres

Projeto do controlador de um motor *brushless* para uma embarcação solar / Israel Félix de Moura Tôrres [orientado por] Walter Prado de Souza Guimarães. – Manaus: 2017.

74 f. p.: il.

Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação em Engenharia Elétrica). Universidade do Estado do Amazonas, 2017.

1. Motores *brushless*. 2. Microcontroladores PIC 3. Ponte trifásica de comutação

I. GUIMARÃES, Walter Prado de Souza.

ISRAEL FÉLIX DE MOURA TÔRRES

PROJETO DO CONTROLADOR DE UM MOTOR *BRUSHLESS* PARA UMA
EMBARCAÇÃO SOLAR

Pesquisa desenvolvida durante a disciplina de Trabalho de Conclusão de Curso II e apresentada à banca avaliadora do Curso de Engenharia Elétrica da Escola Superior de Tecnologia da Universidade Estadual do Amazonas, como pré-requisito para a obtenção do título de Engenheiro Eletricista.

Nota obtida: 9,60 (nove vírgula seis)

Aprovada em 22/12/17.

Área de concentração: Eletrônica de Potência

BANCA EXAMINADORA


Orientador: Walter Prado de Souza Guimarães, Dr.


Avaliador: Jozias Parente de Oliveira, Dr.


Avaliador: Walfredo da Costa Lucena Filho, Msc.

Manaus 2017

A minha família que me apoiou nos momentos mais difíceis, sempre me incentivando e dando forças para conseguir alcançar meus objetivos. Dedico-lhes essa conquista, como forma de gratidão e retribuição por tudo que fizeram por mim.

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a Deus, pois sem ele nada seria possível.

Agradeço a todos os meus pais José Tôres e Zenilda Félix por todo o apoio e confiança colocados em mim, juntamente com minhas irmãs Clara Alice e Geovana Félix.

Agradeço ao meu orientador, Walter Prado, por ter me ajudado apoiando o desenvolvimento deste trabalho.

Agradeço todo o corpo docente da Escola Superior de Tecnologia por ter conseguido transmitir todo o conteúdo possível durante esse curso de graduação.

Agradeço a todos os meus amigos colegas de classe que estiveram comigo no decorrer do curso enfrentando as dificuldades e compartilhando alegrias.

Agradeço a toda a equipe da empresa Ampla Energia, por ter confiado em mim durante meu período de estágio.

*"O insucesso é apenas uma oportunidade para
recomeçar de novo com mais inteligência." (Henry Ford)*

RESUMO

Este trabalho teve como objetivo o projeto de um controlador de um motor *brushless* utilizando o método *sensored* para a utilização em uma embarcação solar. O projeto está dividido em quatro capítulos. O primeiro capítulo, Referencial Teórico apresenta o levantamento de literatura necessário para o desenvolvimento do projeto, abordando principais temas como: características gerais e princípio de funcionamento dos motores BLDC utilizando sensores de efeito Hall; microcontrolador PIC16F877A que irá conter a lógica de acionamento utilizando modulação PWM; topologia ponte trifásica que realizará a comutação através de dispositivos de chaveamento. O segundo capítulo Metodologia, apresenta os passos necessários para a realização do projeto como a criação da lógica de acionamento, e a seleção dos componentes utilizados no projeto. O terceiro capítulo trata da Implementação do projeto, onde será desenvolvido o código de acionamento que será gravado no microcontrolador, o dimensionamento dos componentes do controlador, por fim a interligação do controlador com o motor BLDC juntamente com a realização de simulações através de softwares. No capítulo quatro constam todas as análises obtidas nas simulações abordando os principais fatos ocorridos no desenvolvimento do projeto, como a análise das formas de onda geradas no *software* Proteus e os resultados obtidos. Por fim, na conclusão, comprovou-se que o projeto apresentou os resultados esperados estabelecendo uma confirmação do que foi proposto com os resultados obtidos, assegurando que em trabalhos futuros a construção física do controlador é viável.

Palavras-chave: motor *brushless*. *sensored*. sensores de efeito Hall. microcontrolador PIC16F877A. modulação PWM. *software* Proteus.

ABSTRACT

This work aims to design a controller of a brushless motor using the sensed method for use in a solar vessel. The project is divided into four chapters. The first chapter, Theoretical Referential presents the literature survey necessary for the development of the project, addressing main topics such as: general characteristics and principle of operation of BLDC motors using Hall effect sensors; microcontroller PIC16F877A that will contain the drive logic; three-phase bridge topology that will carry out switching through switching devices. The second chapter Methodology, presents the necessary steps for the realization of the project as the creation of the drive logic, and the selection of the components used in the project. The third chapter deals with the implementation of the project, which will develop the drive code that will be recorded in the microcontroller, the dimensioning of the controller components, finally the controller interconnection with the BLDC engine together with software simulations. Chapter four will be carried out all the analyzes obtained in the simulations addressing the main facts that occurred in the development of the project. It was then obtained by analyzing the generated waveforms in Proteus software and the results obtained in chapter four were shown. Finally, in the conclusion, it was verified that the project presented the expected results establishing a confirmation of what was proposed with the results obtained, ensuring that in future works the physical construction of the controller is feasible.

Key words: brushless motor. sensed. Hall effect sensors. microcontroller PIC16F877A. PWM modulation. Proteus software.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Embarcação solar Poraquê	16
Figura 2 - Componentes de uma embarcação solar.....	17
Figura 3 - Efeito Hall em uma fita de cobre	18
Figura 4 - Onda modulada por PWM	19
Figura 5 - Classificação geral dos motores	20
Figura 6 - Regra da mão direita do campo gerado por uma corrente numa bobina	22
Figura 7 - Diagrama de tempo de acionamento.....	23
Figura 8 - Circuito equivalente do motor BLDC em estrela	24
Figura 9 - Sequência de acionamento das bobinas do estator.....	24
Figura 10 - Controle de velocidade utilizando PWM.....	26
Figura 11 - Características de torque e velocidade	26
Figura 12 - Simbologia do Mosfet	27
Figura 13 - Formação do canal	28
Figura 14 - Curvas características de transcondutância do Mosfet	28
Figura 15 - Diagrama de um circuito inversor trifásico em ponte.....	29
Figura 16 - Circuitos equivalentes de inversores trifásicos em ponte.....	30
Figura 17 - Diagrama em blocos de um microcontrolador	31
Figura 18 - Pinagem do PIC16F877A.....	32
Figura 19 - BJT funcionando como chave.....	35
Figura 20 - Circuito de um inversor com coletor aberto.....	35
Figura 21 - Diagrama em blocos do projeto do controlador.....	36
Figura 22 - Diagrama em blocos do controlador do motor	36
Figura 23 - Diagrama em blocos do conjunto controlador/motor BLDC.....	38
Figura 24 - Fluxograma do algoritmo de controle	39
Figura 25 - Registrador ADCON0	41
Figura 26 - Registrador ADCON1	42
Figura 27 - Definição dos pinos de I/O do PIC16F877A.....	46
Figura 28 - Motor BLDC da Golden Motor.....	47
Figura 29 - Curva de transcondutância do Mosfet IRFS3207	48
Figura 30 - Ponte trifásica de comutação	49
Figura 31 - Forma de onda da multiplexação do sinal de PWM.....	50
Figura 32 - Multiplexação das saídas PWM	50

Figura 33 - Operação lógica AND com coletor aberto	52
Figura 34 - <i>New Project Wizard</i>	53
Figura 35 - Escolha do microcontrolador no <i>software</i> mikroC	53
Figura 36 - Seleção de arquivos adicionais no <i>software</i> mikroC	54
Figura 37 - Seleção de bibliotecas no <i>software</i> mikroC	54
Figura 38 - Botão de seleção dos <i>fuses</i>	55
Figura 39 - Configuração dos <i>fuses</i>	55
Figura 40 - <i>Build and Program</i>	56
Figura 41 - mikroProg <i>Suite</i>	57
Figura 42 - <i>Edit Component</i> Proteus.....	58
Figura 43 - Seleção do arquivo em hexadecimal para inserção no Proteus	58
Figura 44 - Diagrama de tempo dos sensores de efeito Hall e bits de controle.....	59
Figura 45 - PWM com duty-cycle de 50%	60
Figura 46 - PWM com duty-cycle de 25%	60
Figura 47 - Motor parado	61
Figura 48 - Motor girando no sentido horário	61
Figura 49 - Motor girando no sentido anti-horário	61
Figura 50 - Esquema elétrico do controlador do motor BLDC.....	68

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Vantagens e desvantagens do motor brushless.....	20
Tabela 2 - Comutação para o sentido horário.....	25
Tabela 3 - Comutação para o sentido anti-horário	25
Tabela 4 - Frequência e configuração dos osciladores	33
Tabela 5 - Acionamento das bobinas do estator no sentido horário.....	44
Tabela 6 - Acionamento das bobinas do Estator no sentido anti-horário.....	44

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ADC	<i>Analog to Digital Converter</i>
BJT	<i>Bipolar Junction Transistor</i>
BLDC	<i>Brushless Direct Current</i>
BMS	<i>Battery Management System</i>
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CCP	<i>Capture/Compare/PWM</i>
CPU	<i>Central Processor Unit</i>
DIP	<i>Dual in line package</i>
<i>Duty Cycle</i>	Razão cíclica, ciclo de trabalho
.hex	Arquivo em formato hexadecimal
I/O	<i>Input/Output</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>
PROM	<i>Programmable Read Only Memory</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
RAM	<i>Random Access Memory</i>
RISC	<i>Reduced Instruction Set Computer</i>
TTL	<i>Transistor-transistor Logic</i>

SUMÁRIO

INTRODUÇÃO	14
1 REFERENCIAL TEÓRICO	16
1.1 EMBARCAÇÃO SOLAR	16
1.2 SENSOR DE EFEITO HALL	18
1.3 PWM	19
1.4 MOTOR BLDC.....	19
1.4.1 Características Gerais	19
1.4.2 Princípio de funcionamento	21
1.5 TRANSISTOR MOSFET	27
1.6 TOPOLOGIA PONTE TRIFÁSICA.....	29
1.7 MICROCONTROLADORES	30
1.8 PIC16F877A.....	31
1.8.1 Oscillator selection	32
1.8.2 Watchdog timer	33
1.8.3 Power-up timer	33
1.8.4 Brown-out reset	33
1.8.5 Low voltage in-circuit serial programming	33
1.8.6 Data EEPROM Memory code protection	34
1.8.7 Flash program memory write	34
1.8.8 In-circuit debugger mode	34
1.8.9 Flash program memory code protection	34
1.9 PORTAS LÓGICAS COM COLETOR ABERTO	34
2 METODOLOGIA	36
2.1 DIAGRAMA EM BLOCOS DO CONTROLADOR DO MOTOR BLDC	36
2.2 DEFINIÇÃO DO ALGORITMO DO SUBSISTEMA DE CONTROLE	37
2.3 DEFINIÇÃO DOS COMPONENTES DO SUBSISTEMA DE FORÇA.....	37
3 IMPLEMENTAÇÃO	39
3.1 DESENVOLVIMENTO DO ALGORITMO DE CONTROLE.....	39
3.1.1 Inicialização das variáveis	40
3.1.2 Inicialização/Atualização do ADC e PWM	43
3.1.3 Acionamento da ponte trifásica	44
3.2 DIMENSIONAMENTO DOS COMPONENTES DA PONTE TRIFÁSICA	46
3.3 INTERLIGAÇÃO DO SUBSISTEMA DE CONTROLE COM O SUBSISTEMA DE FORÇA	49
3.4 SIMULAÇÕES DO CONTROLADOR DO MOTOR BLDC	52
4 RESULTADOS OBTIDOS	59
CONCLUSÃO	63
REFERÊNCIAS	64
APÊNDICE A - Código-Fonte do PIC16F877A	66

APÊNDICE B - Esquema elétrico do Controlador do Motor BLDC	68
ANEXO A - Tese dinâmico	69
ANEXO B - Datasheet IRFS3207.....	70
ANEXO C - Datasheet 74LS09	73

INTRODUÇÃO

Nos últimos anos, o consumo de energia elétrica e a dependência que o ser humano possui dela, vêm se tornando maior devido às novas tecnologias, junto a isso novas formas de geração são estudadas de modo a desenvolver tecnologias sustentáveis, pois as fontes atuais de energia se mostram insuficientes no médio prazo diante dos atuais padrões de consumo, e essas tecnologias sustentáveis diminuem o impacto ambiental e asseguram a preservação dos recursos naturais existentes (SILVA; CORREA; BATISTA, 2013).

A utilização da energia solar vem crescendo muito nos últimos anos e acabou se tornando uma excelente alternativa para a geração de energia devido às condições climáticas no qual o nosso país está inserido. Esse tipo de energia tem potencial não somente com aplicações residenciais e industriais, mas também como sua utilização em veículos elétricos; e visando essa utilização, alunos da Universidade do Estado do Amazonas da equipe Leviaatã, idealizaram um sistema fotovoltaico isolado para uma embarcação tripulada de pequeno porte para participar de uma competição a nível nacional que é o Desafio Solar Brasil. Essa competição agrega equipes de diversas universidades com o intuito de utilizar a energia solar de forma sustentável.

O projeto de um controlador de um motor *brushless* decorre do problema que o motor utilizado pela embarcação solar tem particularidades em relação às suas características construtivas e tecnológicas, decorrendo na necessidade de um controlador eletrônico, que tem alto custo e não se encontra disponível no mercado nacional.

A hipótese é que, através de simulações, é possível projetar um controlador para o motor BLDC (*Brushless Direct Current*) para ser utilizado futuramente na embarcação solar. As simulações tem suma importância pois nela são realizados todos os testes, e é possível detectar alguma falha que por ventura possa acontecer durante a construção do controlador. Este trabalho tem como objetivo o dimensionamento através de simulações de um controlador para acionamento do motor BLDC na embarcação solar. Para isso é realizado um levantamento de literatura sobre o funcionamento do motor BLDC, onde são abordados todos os passos para ocorrer a Conversão Eletromecânica de Energia. Após isso, o estudo é focado no acionamento das bobinas do estator com base nos sensores de efeito Hall (*sensored*), desenvolvendo-se a lógica de acionamento em um microcontrolador PIC, e por conseguinte os componentes de chaveamento são dimensionados para serem testados em ambiente de simulação no *software* Proteus Isis 8 para testar de fato testar a hipótese.

As justificativas sociais que motivam a pesquisa é que o desenvolvimento de uma

embarcação movida única e exclusivamente a energia solar, e utilizar um motor BLDC que possui vantagens em relação aos demais motores DC como alta eficiência, e torque elevado, possibilitando um maior aproveitamento dessa fonte renovável de energia. Durante a competição, diversos tipos de provas são realizados e o sistema *off-grid* (sistema fotovoltaico isolado) montado pela equipe deve abranger as particularidades de cada prova, e o motor BLDC atende a todos os requisitos como: a alta eficiência em provas longas, pelo fato de não possuir escovas e comutadores; o torque elevado e a capacidade de fornecer torque extra em provas que demandam maior torque, devido ao seu acionamento eletrônico. As justificativas acadêmicas é a aplicação dos conhecimentos obtidos nas disciplinas de Linguagem de Programação, Física III, Eletromagnetismo, Conversão de Energia, Máquinas Elétricas e seus Acionamentos, Microcontroladores e Eletrônica de Potência em um único projeto.

O levantamento de literatura abrangendo os principais assuntos das disciplinas apresentadas anteriormente são base para reunir toda a informação necessária para a concretização do projeto. Esta monografia está dividida em quatro capítulos citados a seguir: Referencial Teórico; Metodologia; Implementação e Resultados Obtidos.

O Capítulo 1 trata do Referencial Teórico que aborda os assuntos pertinentes às disciplinas apresentadas como Sensor de Efeito Hall, Modulação por Largura de Pulso, características gerais e princípio de funcionamento do Motor BLDC, Transistor Mosfet, Topologia Ponte Trifásica, Microcontroladores especificamente o PIC16F877A, e portas lógicas com coletor aberto.

O Capítulo 2 é a Metodologia, isto é, apresenta os passos para o projeto do controlador em ambiente de simulação, e como é realizada a lógica de acionamento no microcontrolador e a definição dos componentes que são utilizado no controlador do motor BLDC.

O Capítulo 3 é a Implementação, onde é descrito o desenvolvimento do algoritmo de controle do motor BLDC, dimensionando os elementos da ponte trifásica, e a interligação do controlador projetado com o motor BLDC realizando simulações através de softwares.

E o Capítulo 4 trata dos Resultados Obtidos, onde são realizadas todas as análises pertinentes ao controlador através das formas de onda obtidas durante as simulações e através de figuras mostram o motor BLDC em funcionamento. Por fim é apresentada a conclusão onde é realizada a síntese dos principais fatos ocorridos durante o projeto, a confirmação da hipótese apresentada estabelecendo uma relação do que foi apresentado com o que se obteve bem como esclarecimentos adicionais sobre o desenvolvimento do projeto e as sugestões para trabalhos futuros.

1 REFERENCIAL TEÓRICO

Neste tópico serão introduzidos alguns conceitos e fundamentos importantes que serão base deste projeto. O foco principal é controle do motor BLDC, mas para ser entendido o funcionamento será exemplificado o modelo no qual o mesmo se encontra na embarcação solar, e os demais componentes que serão utilizados no projeto.

1.1 EMBARCAÇÃO SOLAR

Uma embarcação propulsada por energia solar é formada por um conjunto de sistemas e elementos que realizam a captura da energia solar em seus painéis fotovoltaicos, o controle e carregamento da bateria, e a entrega da potência mecânica no eixo do motor (SILVA; CORREA; BATISTA, 2013). A figura 1 mostra a embarcação solar construída por alunos da Universidade do Estado do Amazonas.

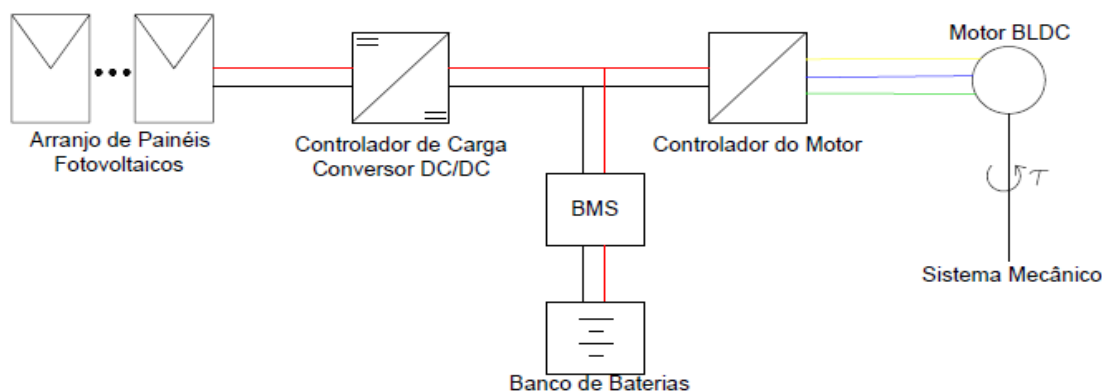
Figura 1 - Embarcação solar Poraquê



Fonte: Próprio autor

O processo utiliza primeiramente a conversão de energia solar em elétrica o que acontece nos painéis fotovoltaicos, e posteriormente a conversão eletromecânica de energia que ocorre no motor BLDC. A Figura 2 mostra o diagrama em blocos da embarcação.

Figura 2 - Componentes de uma embarcação solar



Fonte: Próprio autor

- Painéis Fotovoltaicos - são inseridos na embarcação tendo como principal função, a conversão de energia solar em elétrica em suas células. O arranjo dos painéis é alocado de modo a aumentar a tensão e/ou corrente do sistema de geração.
- Controlador de Carga (Conversor DC-DC) - Devido à geração vinda dos painéis não possuir certa estabilização no valor de tensão, e isso acarretarem problemas no carregamento do banco de baterias, o controlador de carga surge como um sistema que estabiliza a tensão que será entregue ao banco de baterias. O circuito que realiza essa operação é um Conversor DC-DC que tem a função de elevar ou reduzir níveis de tensão gerada ao nível de tensão do carregamento das baterias.
- Banco de Baterias - são elementos básicos do sistema cuja função é armazenar toda a energia proveniente dos painéis fotovoltaicos e que será entregue ao sistema de propulsão da embarcação.
- BMS (*Battery Management System*), Sistema de gerenciamento das baterias - é um sistema eletrônico que tem como função controlar o carregamento e descarregamento das baterias, de modo que a mesma opere em sua região segura sem causar danos prolongando sua vida útil.
- Motor BLDC - é um motor de corrente contínua sem escovas responsável pela propulsão do barco entregando energia mecânica rotativa no eixo. Essa potência é recebida pelo sistema mecânico que utiliza uma série de componentes fazendo com

que a embarcação se mova.

- Controlador do Motor - para entrar em funcionamento, o motor BLDC necessita de um controlador eletrônico que com base na posição do rotor indicada pelos sensores de Efeito Hall, energiza as bobinas do estator criando uma força magnética causada pela interação dos campos magnéticos do rotor e estator, fazendo o eixo girar.

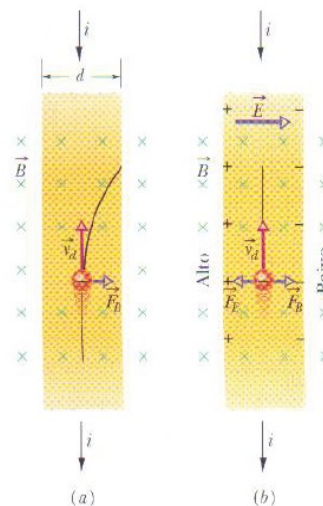
1.2 SENSOR DE EFEITO HALL

Halliday, Resnick e Walker (2009) afirmam que Efeito Hall consiste no surgimento de um campo elétrico transversal num condutor percorrido por corrente elétrica na presença de um campo magnético. Conforme a Figura 3-a, uma fita de cobre de distância d é percorrida por uma corrente i no sentido convencional de cima para baixo, os portadores de corrente (elétrons) se movem com velocidade de deriva \vec{v}_D no sentido oposto, um campo magnético externo \vec{B} , apontando para dentro faz surgir uma força magnética \vec{F}_b agindo sob os elétrons, movendo os portadores para o lado direito.

Os elétrons continuam a acumular-se na borda direita conforme a Figura 3-b, deixando as cargas positivas na borda da esquerda. A separação de cargas produz um campo elétrico apontando para a direita, e o campo exerce uma força \vec{F}_E sob os elétrons desviando-os para a esquerda. O campo elétrico entre as bordas da fita está associado a uma diferença de potencial de Hall definida pela Equação 1.

$$V = \vec{E}d \quad (1)$$

Figura 3 - Efeito Hall em uma fita de cobre



Fonte: (HALLIDAY; RESNICK; WALKER, 2009, p. 208)

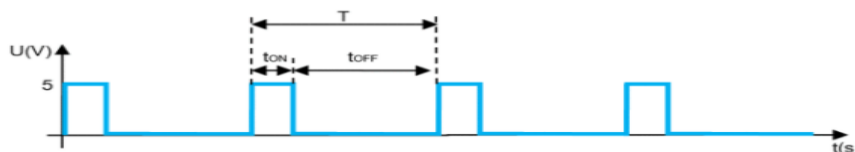
A maioria dos motores BLDC possuem três sensores de efeito Hall, quando há a passagem de um polo magnético nas proximidades dos sensores, é fornecido um nível lógico alto ou baixo, indicando um norte ou sul magnético passando por eles.

1.3 PWM

A Modulação por Largura de Pulso - PWM consiste em modular um sinal digital utilizando uma portadora analógica alterando a largura do pulso (Figura 4), mantendo a amplitude e a fase da informação. Considerando uma informação de onda quadrada, a modulação utilizando PWM ocorre variando o período em que a informação permanece em nível alto em relação ao período total conforme a Equação 2, definido como ciclo de trabalho - CT ou *Duty-cycle*.

$$CT = \frac{T_{ON}}{T} * 100\% \quad (2)$$

Figura 4 - Onda modulada por PWM



Fonte: (ELETRONICS TUTORIALS, 2017)

A modulação PWM é uma das maneiras mais utilizadas para controlar a velocidade de uma máquina, isto é, regulando o nível de tensão média entregue através dos seus terminais.

1.4 MOTOR BLDC

1.4.1 Características Gerais

Conforme Chapman (2013) as máquinas elétricas são equipamentos de conversão eletromecânica de energia, que podem ser tanto geradores como motores. Os geradores convertem a energia mecânica em elétrica e os motores convertem energia elétrica em mecânica. Isso ocorre através de interações de campos magnéticos entre a parte fixa da máquina chamada de estator, e a móvel denominada rotor e em determinados casos o processo de

conversão eletromecânica de energia surge da interação de campos elétricos e magnéticos produzidos no interior da máquina.

As principais diferenças entre o motor CC convencional com escovas e o *brushless* estão descritos na tabela 1.

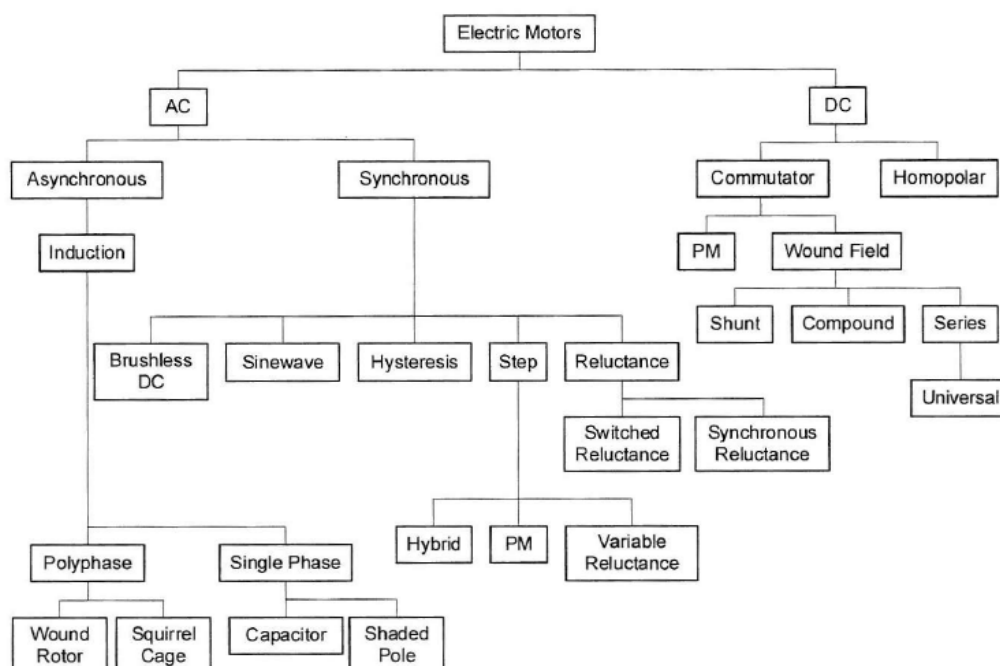
Tabela 1 - Vantagens e desvantagens do motor brushless

Característica	Motor CC com escovas	Motor CC sem escovas
Comutação	Escovas comutador	Eletrônica: com base nos sensores de Efeito Hall
Eficiência	Moderada	Alta, não possui gasto de energia: escovas/comutador
Faixa de velocidade	Mais baixa	Mais alta: sem limitação mecânica imposta por escovas/comutador
Custo de construção	Simple e barato	Alto: por possuir ímã permanente
Controle	Simple e barato	Complexo e caro

Fonte: (YEDAMALE, 2003, p. 7)

Os motores podem ser classificados conforme sua alimentação: motores de corrente contínua (CC) e motores de corrente alternada (CA). E assim várias subclassificações mostradas na figura 5 são feitas por diversos autores abordando as suas características e aplicações (HANSELMAN, 2003).

Figura 5 - Classificação geral dos motores



Fonte: (HANSELMAN, 2003, p. 2)

Os motores síncronos são nomeados assim pelo fato do rotor girar à mesma velocidade angular que a onda do campo magnético girante, criado pelas correntes trifásicas do enrolamento do estator, ou seja, em sincronismo com a mesma. Os motores de ímã permanentes podem ser classificados em:

- Motor de corrente contínua (CC) sem escovas - DC *brushless* motor
- Motor de corrente alternada (CA) síncrono - AC *brushless* motor

Hanselman (2003) define que os motores CC e CA síncronos possuem características mecânicas e construtivas semelhantes, ambos possuem o campo de excitação produzido por ímãs permanentes - *Permanent Magnets* - no rotor, e não possuem comutador mecânico. As máquinas que não possuem escovas e comutadores mecânicos, como são requeridos nos motores CC convencionais ou nas máquinas CA (corrente alternada), são denominadas de *brushless*. Conforme o modo de operação/acionamento da máquina síncrona determinar-se-á como *brushless* DC ou *brushless* AC.

Conforme Hanselman (2003), os motores *brushless* AC implicam em uma excitação senoidal e a tensão induzida, tem a mesma forma de onda da alimentação. A inserção de uma alimentação AC trifásica nos enrolamentos do estator cria um campo girante no estator que interagem com o campo presente no ímã permanente do rotor criando uma força magnética no rotor.

No caso dos *brushless* DC, a corrente de alimentação é produzida em um controlador eletrônico e uma malha fechada conforme sensoramento da posição do rotor. O princípio de funcionamento se dá pela alternância de corrente elétrica nas bobinas das fases do estator, que interagem com um campo magnético produzido pelo ímã permanente no rotor, criando uma força magnética e produzindo torque. Os motores BLDC são divididos em dois tipos: *sensored* e *sensorless*.

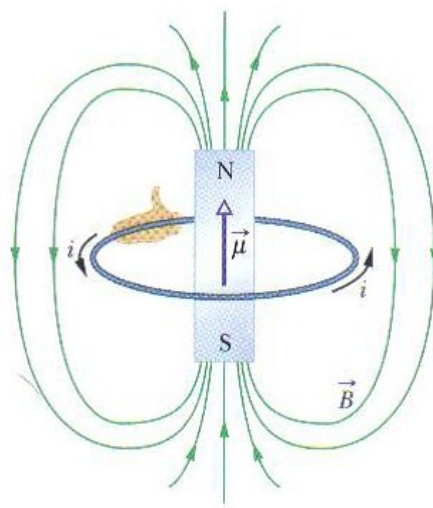
1.4.2 Princípio de funcionamento

Conforme Kosow (1982) a conversão eletromecânica de energia relaciona as forças elétricas e magnéticas do átomo com a força mecânica aplicada à matéria e ao movimento. Esse processo resulta que a energia mecânica possa ser convertida em elétrica, e vice-versa através de máquinas elétricas como geradores e motores.

Motores do tipo *sensorless* não possuem sensores de efeito Hall em torno das bobinas do estator, logo a comutação eletrônica é diferente do *sensored*. O *sensorless* necessita de um circuito especial para detectar a posição do rotor, enquanto que no *sensored* a posição do rotor é determinada pelos sensores de efeito Hall. O princípio de funcionamento demonstrado a seguir é do motor BLDC do tipo *sensored*.

Halliday, Resnick e Walker (2009) afirmam que uma espira percorrida por corrente produz um campo magnético semelhante ao de um ímã em forma de barra, com um polo Norte e um polo Sul. O momento dipolar magnético da espira, cujo sentido é dado pela regra da mão direita, aponta do polo sul para o polo norte, ou seja, na mesma direção que o campo no interior da espira. Assim podemos definir uma bobina percorrida por uma corrente elétrica como um dipolo magnético e, por conseguinte a mesma experimenta um torque na presença de um campo magnético externo. Segundo a Figura 6, a regra da mão direita é definida como o dedo polegar indicando o campo magnético norte e os demais indicando o sentido da corrente elétrica fluindo pela bobina. Esse surgimento de polos magnéticos é a chave do funcionamento do motor BLDC.

Figura 6 - Regra da mão direita do campo gerado por uma corrente numa bobina

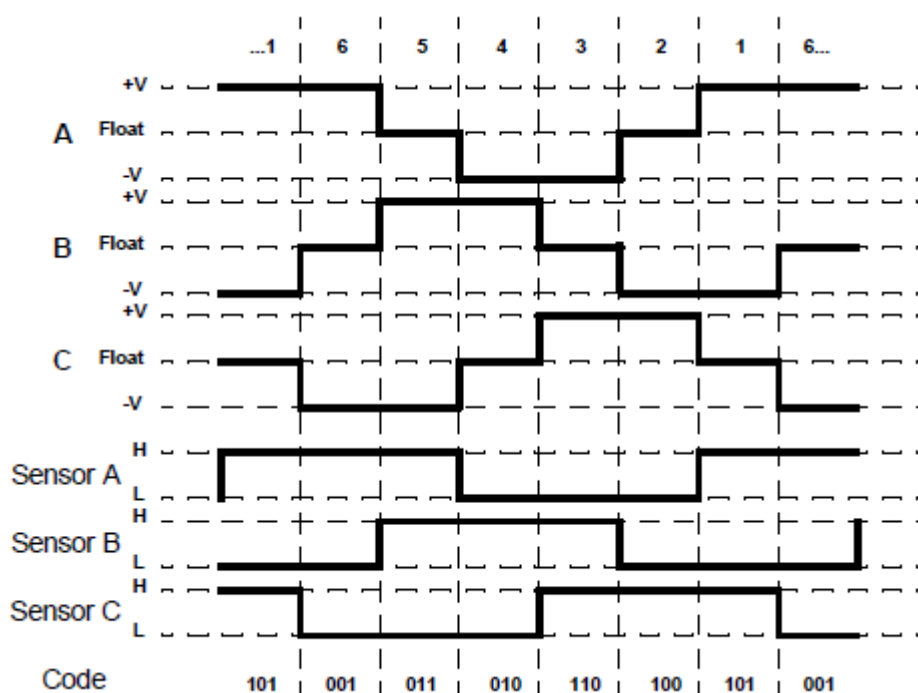


Fonte: (HALLIDAY; RESNICK; WALKER, 2009, p. 248)

O motor BLDC é constituído de um rotor com ímã permanente, e as três bobinas nos polos do estator. A conversão eletromecânica de energia ocorre como resultado das forças magnéticas de atração e repulsão do campo do rotor de ímã permanente e o campo produzido nas bobinas do estator, e essa interação de campos magnéticos é realizada através da comutação dos terminais da fonte de alimentação no controlador eletrônico.

Em cada comutação, uma das três fases é conectada ao terminal positivo da fonte de alimentação indicando que a corrente está entrando no enrolamento, e a outra ao terminal negativo indicando que a corrente está saindo do enrolamento, e há uma interação dos campos magnéticos gerando um torque. Esse torque é máximo quando os dois campos estão a 90° um do outro, e vai caindo até os campos se alinharem ficando nulo, mas para o motor continuar em movimento, deve-se alternar o campo magnético produzido nas bobinas do estator, alternando a sequência de acionamento das bobinas do estator. Isso é feito utilizando um sistema de realimentação utilizando sensores de efeito Hall. A cada 60° elétricos de rotação, um dos sensores Hall muda de estado, contudo são necessários seis passos para completar um ciclo elétrico, e a cada 60° elétricos a sequência de energização das bobinas do estator deve ser atualizada. Um diagrama de tempo mostrando a relação entre as saídas do sensor, e as tensões de acionamento no motor necessárias é mostrado na Figura 7.

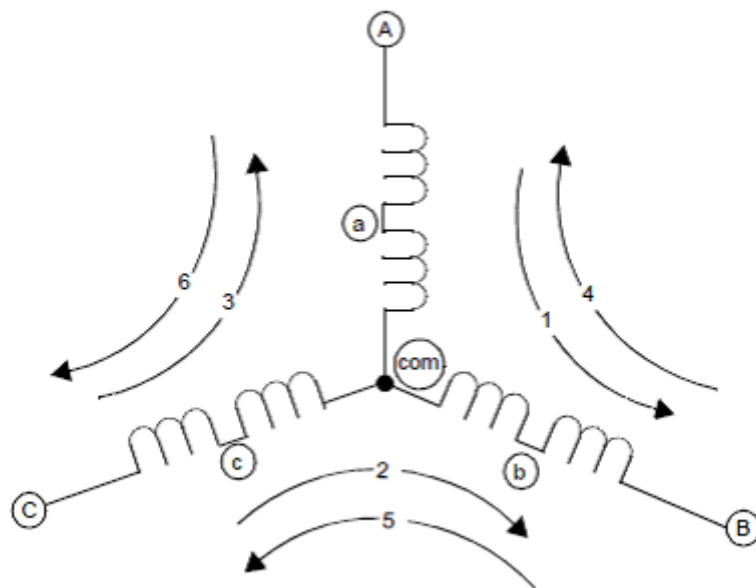
Figura 7 - Diagrama de tempo de acionamento



Fonte: (BROWN, 2002)

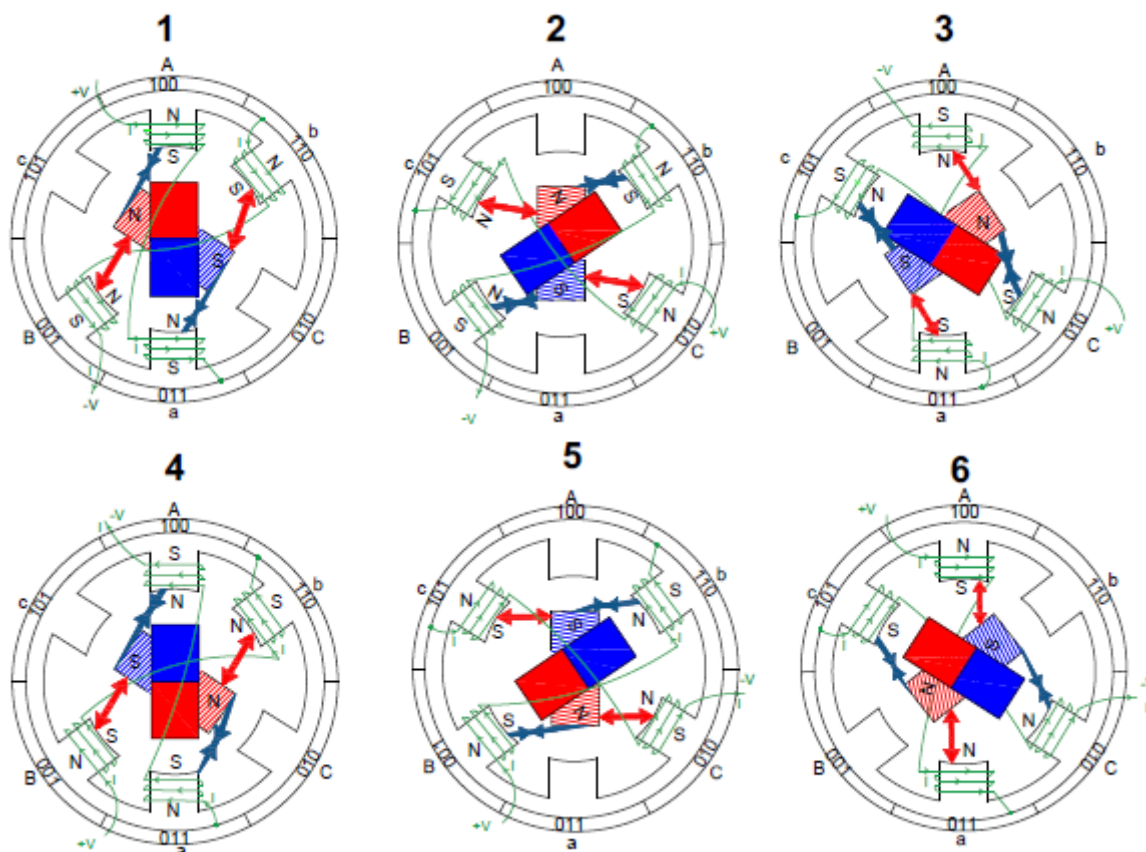
As Figuras 8 e 9 mostram respectivamente o circuito equivalente estrela do motor, e os seis estágios de comutação. O motor BLDC possui as três fases conectadas em estrela e possui a seguinte sequência de acionamento:

Figura 8 - Circuito equivalente do motor BLDC em estrela



Fonte: Fonte: (BROWN, 2002)

Figura 9 - Sequência de acionamento das bobinas do estator



Fonte: Próprio autor

Todo o processamento de informação vinda do sensor de corrente, controle de velocidade e acionamento das bobinas do estator foi realizado por um microcontrolador. O processo de comutação é um dos mais importantes no projeto, porque o controlador é o responsável por manter o rotor girando, inserindo corrente nas fases do estator. Conforme a Figura 8 e com base na leitura dos sensores de efeito Hall é gerada a Tabela 2 para o funcionamento do motor no sentido horário, indicando quais chaves comutadoras da ponte trifásica irão atuar, fazendo surgir a corrente no estator conforme as seis possibilidades de comutação. A rotação no sentido anti-horário é obtida através da condução da corrente na direção oposta à da rotação no sentido horário, e foi realizada invertendo os acionamentos da ponte trifásica em suas respectivas fases, gerando a Tabela 3.

Tabela 2 - Comutação para o sentido horário

Fase	Hall C	Hall B	Hall A	Q0 - Low A	Q1 - High A	Q2 - Low B	Q3 - High B	Q4 - Low C	Q5 - High C
1	1	0	1	0	1	1	0	0	0
2	1	0	0	0	0	1	0	0	1
3	1	1	0	1	0	0	0	0	1
4	0	1	0	1	0	0	1	0	0
5	0	1	1	0	0	0	1	1	0
6	0	0	1	0	1	0	0	1	0

Fonte: (BROWN, 2002)

Tabela 3 - Comutação para o sentido anti-horário

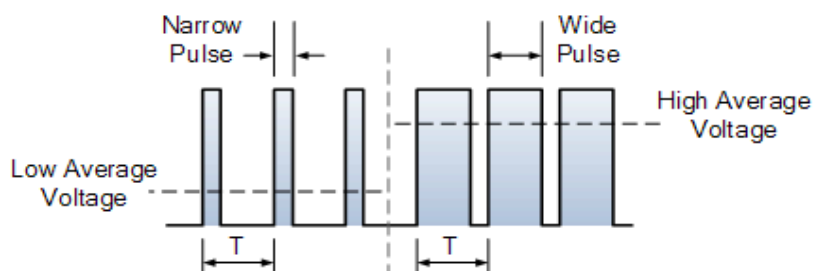
Fase	Sensor Hall C	Sensor Hall B	Sensor Hall A	Q0 - Low A	Q1 - High A	Q2 - Low B	Q3 - High B	Q4 - Low C	Q5 - High C
/6	0	0	1	1	0	0	0	0	1
/5	0	1	1	0	0	1	0	0	1
/4	0	1	0	0	1	1	0	0	0
/3	1	1	0	0	1	0	0	1	0
/2	1	0	0	0	0	0	1	1	0
/1	1	0	1	1	0	0	1	0	0

Fonte: (BROWN, 2002)

O controle de velocidade será utilizando a modulação PWM, funciona impulsionando o motor com uma série de impulsos “ON-OFF”, variando o *Duty-Cycle*, mantendo a frequência constante. Sendo assim a tensão média entregue ao motor pode ser controlada conforme a variação do pulso, sendo o *Duty-Cycle* diretamente proporcional à velocidade do motor. Isso é

em decorrência de que quando é alterada a largura do pulso, a tensão média entregue é diferente da nominal, acarretando na alteração da velocidade, isso fica bastante claro na Figura 10.

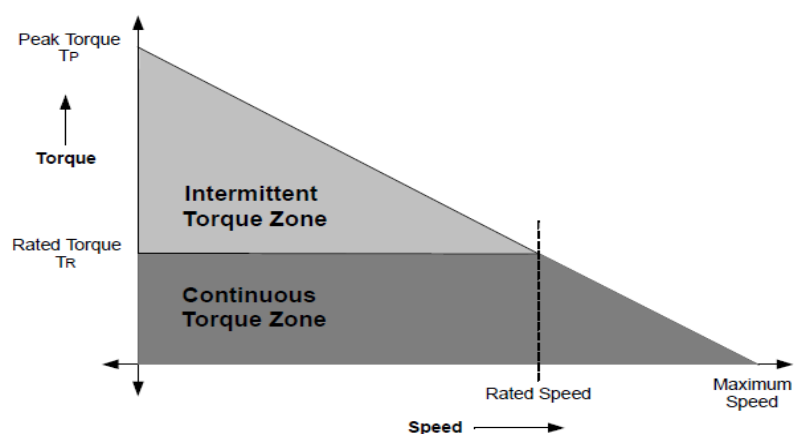
Figura 10 - Controle de velocidade utilizando PWM



Fonte: (ELETRONICS TUTORIALS, 2017)

Esse tipo de motor possui características muito superiores em relação aos demais, pois ele possui um torque dinâmico. Durante sua operação contínua ele trabalha com seu torque nominal, o torque permanece constante para um range de velocidade podendo funcionar até a velocidade máxima, que pode ser até 150% da velocidade nominal, mas há um decaimento de torque que é observado na Figura 11. Aplicações que possuem começos e paradas frequentes, inversões de rotação com carga no motor, exigem mais torque que o torque nominal. E isso é proporcionado quando o motor começa partindo após uma paralização e durante a aceleração, nesse período um torque extra é necessário para superar a inércia da carga, podendo o motor fornecer um torque maior, no máximo até o pico de torque, desde que ele siga a curva de torque e velocidade.

Figura 11 - Características de torque e velocidade



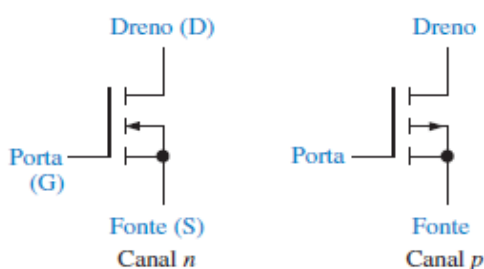
Fonte: (BROWN, 2002)

1.5 TRANSISTOR MOSFET

O MOSFET - *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor* - é um transistor que ao contrário do BJT que possui condução baseada por controle de corrente, ele possui condução baseada por tensão aplicada em seus terminais. Os MOSFETs são divididos em dois grupos: Depleção e Intensificação, a diferença é que no tipo depleção de canal n o controle é feito através de tensões negativas e no Intensificação de canal tipo n é a partir de tensões positivas.

O MOSFET do tipo Intensificação possui três terminais: *Gate* (Porta), *Source* (Fonte) e *Drain* (Dreno), conforme a figura 12.

Figura 12 - Simbologia do Mosfet

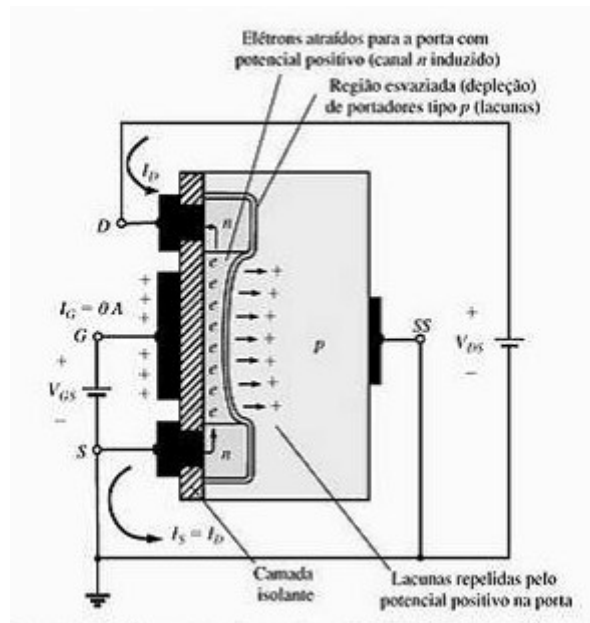


Fonte: (FLOYD, 2007, p. 811)

Boylestad e Nashelsky (2004) afirmam que quando aplicamos uma tensão V_{gs} igual a 0V e é aplicada uma tensão V_{ds} , a inexistência do canal n impede que circule uma corrente de *drain* para *source*. Nessa situação existem duas junções p-n reversamente polarizada entre as regiões dopadas tipo n e os substratos p que se opõem a qualquer fluxo entre *drain* e *source*.

Quando aplicamos uma tensão V_{gs} e V_{ds} positivas, esse potencial positivo no *gate* irá pressionar as lacunas para o substrato p ao longo da camada de óxido silício, o resultado é uma região de depleção próxima à camada isolante do óxido silício livre de lacunas, e os elétrons no substrato p será atraído para o *gate*. Conforme V_{gs} aumenta, a concentração de elétrons se intensifica até um nível em que ocorre a formação do canal e a condução através do dispositivo conforme a figura 13.

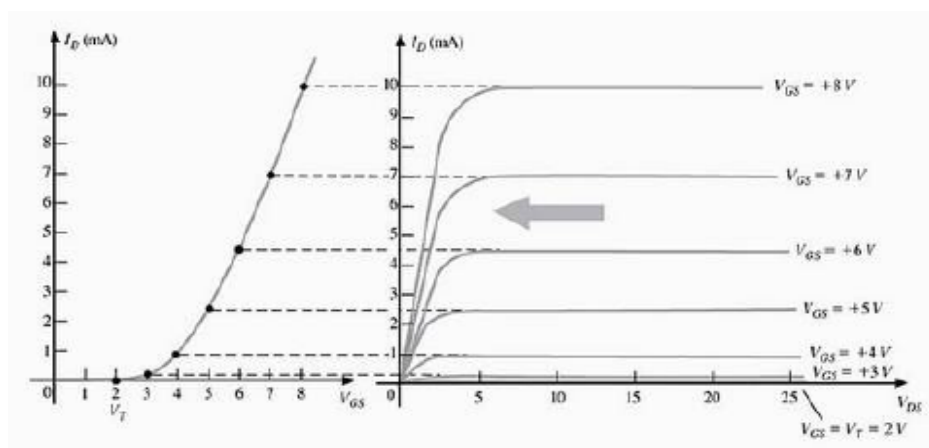
Figura 13 - Formação do canal



Fonte: (BOYLESTAD; NASHELSKY, 2004, p. 192)

O Nível de V_{GS} necessário para formação do canal entre *drain* e *source* é chamado de tensão de limiar (ou em folha de dados é chamado de tensão de *threshold* ($V_{GS_{TH}}$)). A medida em que se eleva esse nível de tensão faz com que V_{GS} seja “intensificado”, sendo assim o MOSFET tipo Intensificação recebe esse nome devido a esse seu modo de operação, quanto mais é intensificada a tensão V_{GS} a partir da tensão de limiar, mais capacidade de condução de *drain* para *source* o MOSFET é capaz de fornecer. A figura 14 mostra em exemplo das curvas características de transcondutância do MOSFET tipo Intensificação canal n.

Figura 14 - Curvas características de transcondutância do Mosfet

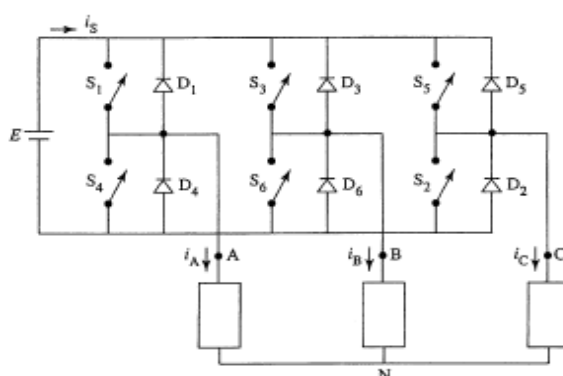


Fonte: (BOYLESTAD; NASHELSKY, 2004, p. 193)

1.6 TOPOLOGIA PONTE TRIFÁSICA

A comutação do motor BLDC é a parte mais importante no contexto do projeto de pesquisa em estudo, ela é realizada com base no sensoriamento da posição do rotor que é determinada através dos sensores de efeito Hall dispostos no estator de modo a energizar as fases que irão produzir torque no eixo da máquina. Essa comutação é realizada em uma ponte trifásica mostrada na Figura 15, formada por seis chaves controladoras, que são dimensionadas baseadas em tensão de alimentação e nível de corrente, podem ser MOSFETs, IGBTs ou simples transistores bipolares de junção, atuando como chave. Assim é obtido o controle da comutação, podendo ligar uma fase do motor ao terminal positivo, negativo ou deixa-la desconectada em estado de alta impedância.

Figura 15 - Diagrama de um circuito inversor trifásico em ponte



Fonte: (AHMED, 2000, p. 377)

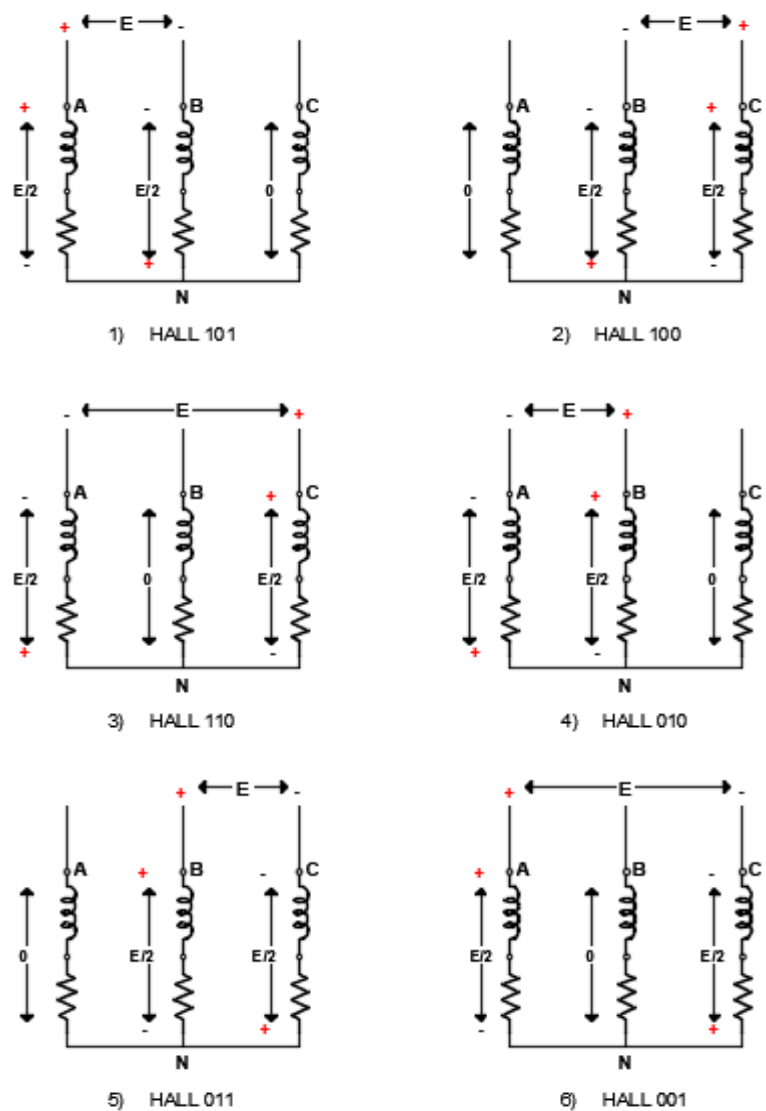
A ponte é dividida em dois grupos: Um chamado Grupo *High* que é composto pelos três dispositivos de chaveamento da parte superior conectados ao polo positivo da bateria como S1, S3 e S5 da Figura 15; e o Grupo *Low* que é composto pelos três dispositivos de chaveamento conectados ao polo negativo da bateria como S4, S6 e S2 da figura 15.

Conforme Ahmed (2000) devido às características indutivas da carga, a corrente de saída não poderá sofrer inversão no mesmo instante que a tensão de saída mudar de polaridade, portanto é necessária a adição de seis diodos em antiparalelo com cada chave comutadora (MOSFETs, IGBTs ou BJTs), que fornecerá um caminho para que a corrente na carga flua na mesma direção.

A sequência de acionamento da ponte trifásica se realiza conforme mostra a figura 16,

indicando quais bobinas do estator serão ativadas pela ponte trifásica dependendo da entrada dos sensores de efeito Hall.

Figura 16 - Circuitos equivalentes de inversores trifásicos em ponte



Fonte: (AHMED, 2000, p. 377)

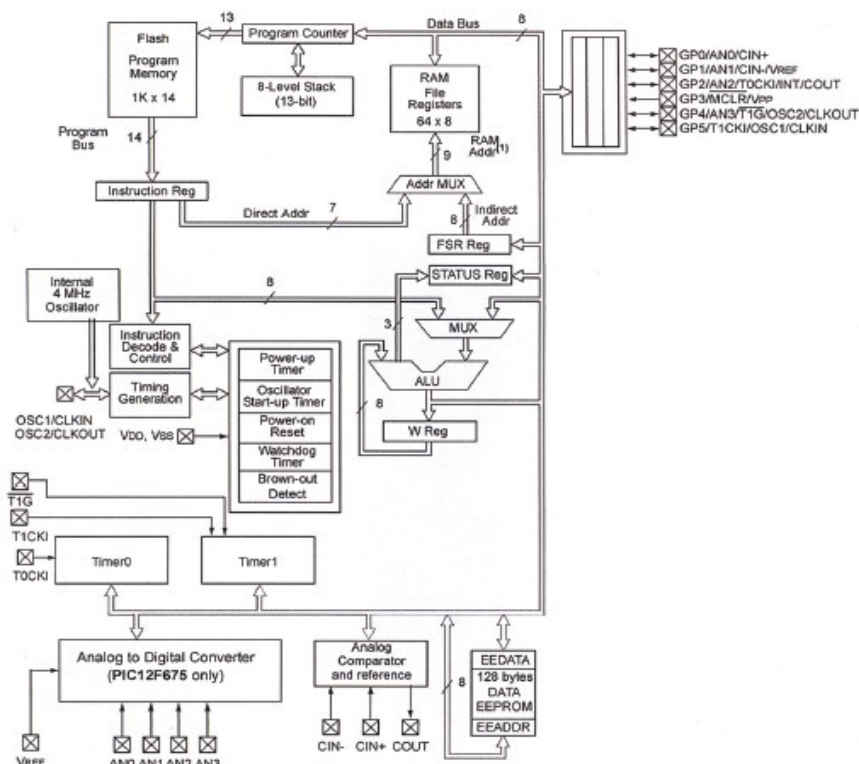
1.7 MICROCONTROLADORES

Júnior (2013) define que microcontrolador é um microcomputador de um só chip, é um componente que possui todos os periféricos dos microprocessadores comuns juntos em uma só pastilha, um só chip, facilitando o desenvolvimento, projeto de pequenos sistemas de custos mais reduzidos mas com elaboração que exige programação seja de baixo ou alto nível.

Um microcontrolador possui internamente os dispositivos que podem ser visualizados

na figura 17:

Figura 17 - Diagrama em blocos de um microcontrolador



Fonte: (PENIDO; TRINDADE, 2013, p.17)

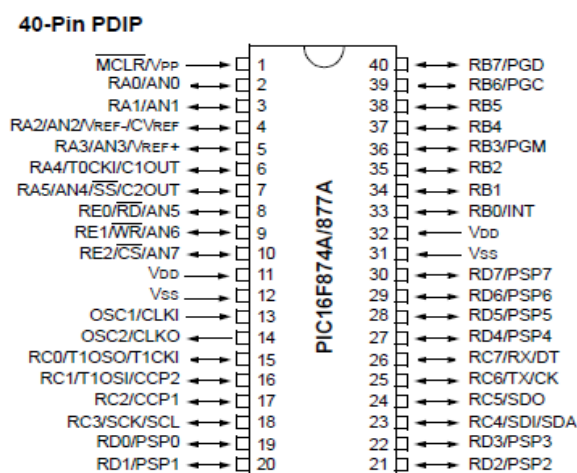
1.8 PIC16F877A

Os microcontroladores PIC possuem tecnologia RISC (*Reduced Instruction Set Computer*), isto é, são capazes de executar apenas algumas poucas instruções simples e pelo fato de possuírem um menor número de circuitos internos, podem trabalhar com frequências mais altas resultando em uma unidade de controle simples, barata e rápida.

Conforme Penido e Trindade (2013) os PIC's utilizam a arquitetura *Havard* que possibilita várias vias de comunicação entre a CPU e os periféricos, permitindo a realização de diversas operações de forma simultânea ocasionando um aumento de velocidade de execução de cada instrução permitindo que a memória de dados de programa tenha tamanhos diferentes.

Esse microcontrolador possui 40 pinos, divididos em 33 pinos de entrada/saída, 35 palavras de instrução, um *clock* de até 20MHz, 368 bytes de memória de dados, 256 bytes de memória de programa e memória Flash, conversor Analógico Digital com resolução de 10 bits e 2 módulos CCP - *Capture/Compare/PWM*. A figura 18 mostra a estrutura física do PIC16F877A em encapsulamento DIP (*Dual in line package*).

Figura 18 - Pinagem do PIC16F877A



Fonte: (TECHNOLOGY, 2017)

O PIC16F877A é um microcontrolador da família de 16 bits da empresa Microchip e é o principal componente de controle utilizado nesse projeto, com ele foi realizada toda a lógica de aquisição de dados e seleção das saídas de controle.

No processo de gravação do código no microcontrolador, inicialmente são definidos algumas informações que são incluídas no arquivo hexadecimal sobre os fusíveis de configuração, estes são:

1.8.1 Oscillator selection

O tipo de oscilador é definido, sendo os seguintes tipos a serem selecionados:

- Oscilador RC - O oscilador interno funciona com o uso de uma rede RC. Nesta configuração a velocidade de operação do PIC não é grande e também não é muito precisa, mas para executar tarefas que não necessitem de precisão no “clock” e de grande velocidade de operação, esta opção é a mais simples e pode ser utilizada.
- Oscilador LP - Esta opção permite ao PIC utilizar um cristal de baixa potência. Sua operação e configuração são iguais ao modo XT.
- Oscilador XT - Nesta opção o PIC utiliza um cristal comum para realizar seu clock. Esta configuração é a mais utilizada, sendo necessário apenas um cristal e dois capacitores cerâmicos ligados ao PIC.
- Oscilador HS - A configuração HS deve ser utilizada com cristais ou ressonadores

de alta frequência. Geralmente *clock's* maiores que 8MHz utilizam esta configuração.

Os valores dos capacitores utilizados em conjunto com o cristal está disposto na tabela 4.

Tabela 4 - Frequência e configuração dos osciladores

Tipo de Oscilador	Frequência do cristal (Hz)	Capacitância C1 (pF)	Capacitância C2 (pF)
LP	32 k	33	33
	200 k	15	15
XT	200 k	47-68	47-68
	1 M	15	15
	4 M	15	15
HS	4 M	15	15
	8 M	15-33	15-33
	20 M	15-33	15-33

Fonte: (EMBARCADOS, 2017)

1.8.2 Watchdog timer

Embarcados (2017) diz que trata-se de um *timer* que funciona livremente dentro de um oscilador interno RC não exigindo nenhum componente externo. Ele funciona para disparar um *reset* ao sistema se o programa principal apresentar alguma condição de erro.

1.8.3 Power-up timer

Embarcados (2017) diz que essa função é responsável por inicializar o microcontrolador apenas quando a fonte de tensão estiver estabilizada.

1.8.4 Brown-out reset

Conforme Embarcados (2017) essa função é utilizada para forçar um *reset* quando a tensão de alimentação sofre uma pequena queda. Ele é extremamente recomendado em projetos que possibilitam ao usuário desligar e religar rapidamente a alimentação.

1.8.5 Low voltage in-circuit serial programming

Embarcados (2017) retrata que essa função é utilizada para a realização da gravação

do microcontrolador de forma serial com uma tensão de referência sendo a mesma da tensão de alimentação do microcontrolador.

1.8.6 Data EEPROM Memory code protection

Embarcados (2017) diz que esta função protege a região de memória contra leituras e gravações externas na memória interna EEPROM do microcontrolador.

1.8.7 Flash program memory write

Embarcados (2017) define que esta função habilita autoriza a escrita na memória FLASH do microcontrolador.

1.8.8 In-circuit debugger mode

Conforme Embarcados (2017) define se os pinos RB6/PGC e RB7/PDG serão habilitados como I/O ou como *Debugger* (ferramenta que permite o acompanhamento de código, leitura de variáveis e execução do programa passo-a-passo e acompanhamento do código).

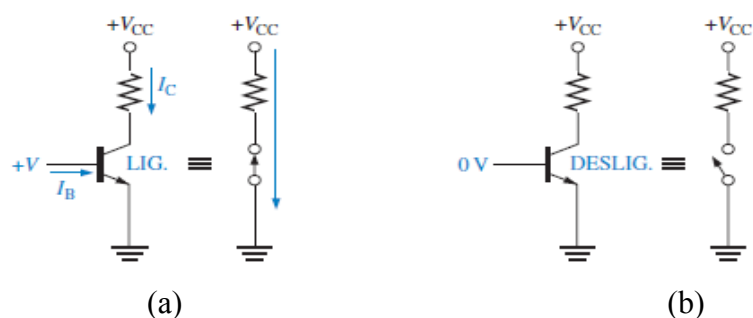
1.8.9 Flash program memory code protection

Conforme Embarcados (2017) essa função habilita a proteção do código de programação, deixando a memória Flash que é a memória de programa protegida contra cópia.

1.9 PORTAS LÓGICAS COM COLETOR ABERTO

As portas lógicas TTL – *Transistor-transistor Logic* - mais utilizadas em circuitos digitais utilizam componentes de chaveamento como por exemplo o BJT – *Bipolar Junction Transistor* - ou Transistor de junção bipolar. Segundo Floyd (2007) a operação básica de comutação ocorre da seguinte forma: Quando a base possui uma tensão da base por emissor aproximadamente $0,7 V$ e se houver uma corrente na base, o transistor liga e entra em saturação funcionando como uma chave fechada, como ilustra a Figura 19(a) e com a tensão entre base e emissor menor que $0,7 V$ o transistor entra em corte funcionando como uma chave aberta entre coletor e emissor, conforme ilustra a figura 19(b).

Figura 19 - BJT funcionando como chave

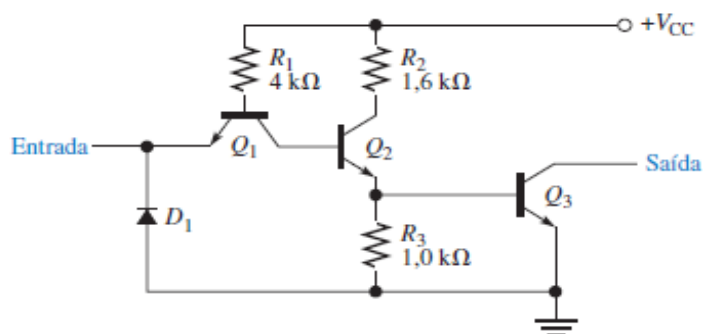


Fonte: (FLOYD, 2007, p. 816)

E essa lógica de chaveamento se estende para as demais operações lógicas que existem na família TTL. Ao observarmos a lógica de acionamento vemos que o nível de tensão de saída é o mesmo da tensão de alimentação dos circuitos TTL que é de 5V. No entanto existem aplicações que necessitam de uma lógica de controle mas necessitam de níveis de tensões diferentes de saída, e isso é possível através de uma configuração existente que é uma porta lógica com uma saída de coletor aberto.

Se observamos a figura 20, vemos que essa configuração recebe o nome de coletor aberto porque existe um transistor de saída que não possui o terminal de coletor conectado à alimentação do circuito, possibilitando ao projetista obter níveis de tensões diferentes de saída utilizando uma lógica de 5V.

Figura 20 - Circuito de um inversor com coletor aberto



Fonte: (FLOYD, 2007, p. 819)

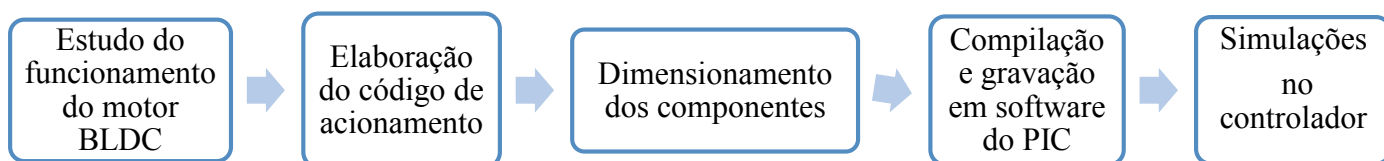
Segundo Floyd (2007, p. 819), é necessário a inserção de um resistor externo ou de *pull-up* do coletor aberto para uma tensão VCC desejada.

2 METODOLOGIA

O projeto do controlador consiste em agregar conceitos das disciplinas de Física III, Eletromagnetismo, Máquinas Elétricas e seus Acionamentos, Microcontroladores e Eletrônica de Potência. Para o desenvolvimento deste projeto foi utilizado um notebook *Dell 15 Inspire* com processador *Intel® Core i3-4005U* e 1.7GHz.

O estudo foi direcionado no sensor de Efeito Hall, modulação PWM, a ponte trifásica de comutação, linguagem de programação C, programação em microcontroladores PIC, e as funções de cada um desses componentes no controlador. Após isso, focou-se diretamente no motor BLDC, abordando suas características e princípio de funcionamento. Para a melhor compreensão um diagrama em blocos disposto na figura 21 ilustra os passos necessários para a realização do projeto.

Figura 21 - Diagrama em blocos do projeto do controlador

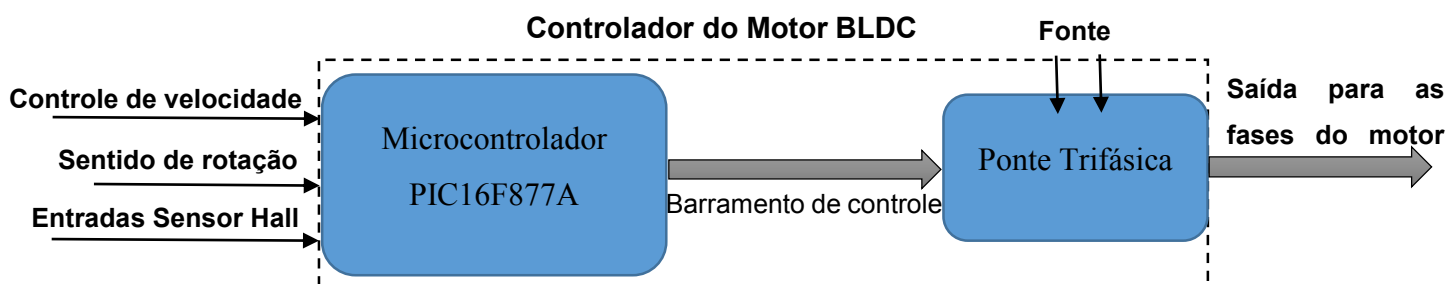


Fonte: Próprio autor

2.1 DIAGRAMA EM BLOCOS DO CONTROLADOR DO MOTOR BLDC

A figura 22 mostra o diagrama em blocos do controlador do motor BLDC, indicando suas variáveis de entrada e saída e componentes internos.

Figura 22 - Diagrama em blocos do controlador do motor



Fonte: Próprio autor

O controlador foi dividido em dois Subsistemas: Controle e Força. A parte de controle tem como componente principal o microcontrolador PIC16F877A que possui em seus periféricos de entrada as entradas de controle de velocidade, de sentido de rotação, e dos sensores de efeito Hall descrito no item 2.2. Após o processamento o microcontrolador aciona a parte de força através dos periféricos de saída a ponte trifásica de comutação, ela por sua vez realiza a comutação da alimentação vinda da fonte DC para as saídas das fases no Estator do motor BLDC conforme mostra o item 2.3.

2.2 DEFINIÇÃO DO ALGORITMO DO SUBSISTEMA DE CONTROLE

A partir dos conhecimentos adquiridos do funcionamento do motor, foi elaborado um código que contém a lógica de acionamento que foi utilizado para comutar a ponte trifásica de Mosfet's fazendo o motor girar nos sentidos horário e anti-horário com controle de velocidade.

O código foi elaborado e compilado em Linguagem de Programação C no software mickoC PRO for PIC v.7.1.0, gerando uma linguagem de máquina (baixo nível) em arquivo hexadecimal em formato .hex pronta para ser gravada no microcontrolador PIC em ambiente de simulação. O processo de gravação ocorreu no software Proteus 8 Professional no ambiente Isis.

As variáveis de entrada foram definidas como: os sensores de efeito hall, o controle de velocidade e controle de rotação. A variável de saída foram definidas para ativar ou desativar sempre dois componentes por vez da ponte trifásica de comutação.

2.3 DEFINIÇÃO DOS COMPONENTES DO SUBSISTEMA DE FORÇA

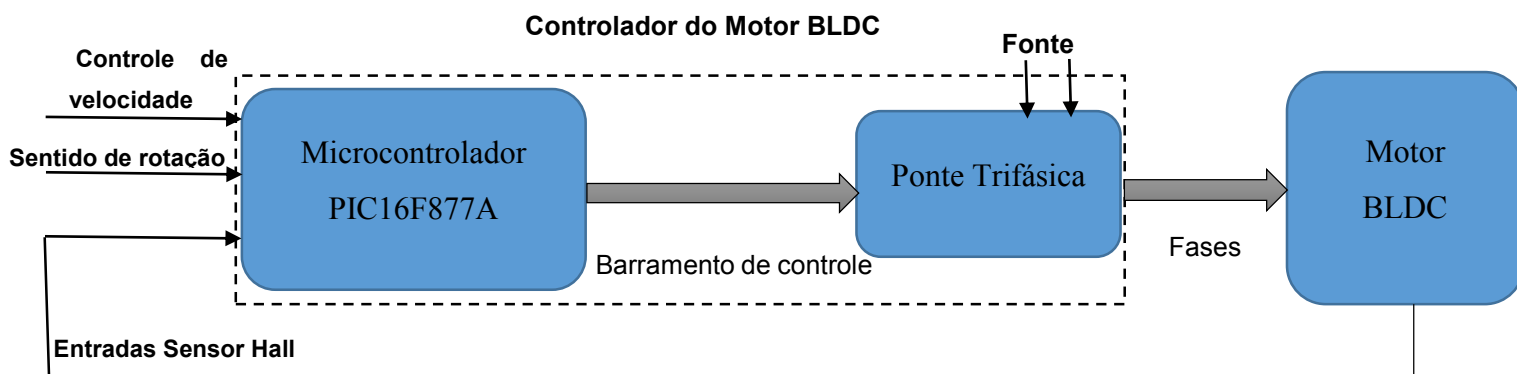
O subsistema de força é composto por dispositivos de chaveamento que possuem alta capacidade de condução de corrente em frequências elevadas, mediante esses pré-requisitos o Mosfet foi escolhido para realizar a comutação, ele se torna importantíssimo pelo fato de ser controlado por tensão que é a variável de saída de controle do microcontrolador. O seu dimensionamento baseou-se na corrente máxima e tensão nominal do motor utilizado na embarcação.

Foi desenvolvido o esquema elétrico do controlador, contendo o dimensionamento de todos os componentes envolvidos no processo. Em seguida o conjunto composto por controlador e motor BLDC foi interligado, e foram feitas as análises dos resultados das formas

de onda das saídas do controlador e de forma visual o sentido da rotação do motor BLDC que está disponível na biblioteca de componentes de simulação, assegurando que o motor BLDC será acionado corretamente em trabalhos futuros na embarcação solar.

A figura 23 mostra o diagrama em blocos do controlador interligado com o motor BLDC.

Figura 23 - Diagrama em blocos do conjunto controlador/motor BLDC



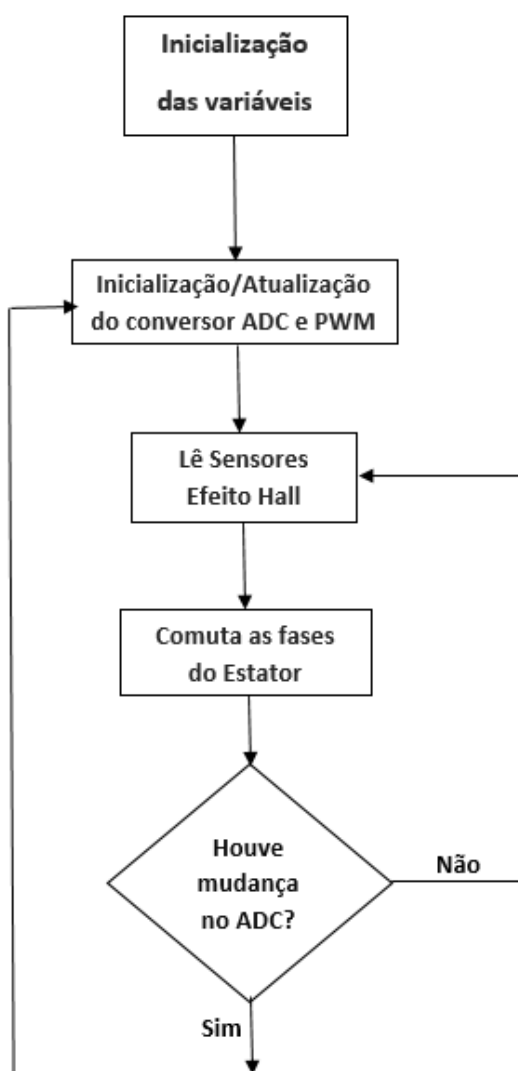
Fonte: Próprio autor

3 IMPLEMENTAÇÃO

3.1 DESENVOLVIMENTO DO ALGORITMO DE CONTROLE

O algoritmo de controle é um código onde foram definidos as variáveis de entrada e saída do PIC16F877A. A linguagem de programação escolhida para programar o microcontrolador foi a linguagem C. O algoritmo de controle é determinado conforme o fluxograma mostrado na figura 24 e foi dividido em três partes: Inicialização das variáveis; Inicialização/Atualização do ADC e PWM; Acionamento da ponte trifásica;

Figura 24 - Fluxograma do algoritmo de controle



Fonte: Próprio autor

3.1.1 Inicialização das variáveis

A linguagem C utilizada possui algumas particularidades na programação do PIC no que se trata em definir as portas de I/O (*Input/Output*) digitais com mnemônicos específicos como TRISX que define a porta X como I/O dependendo do nível lógico atribuído, e PORTX que define o estado lógico da porta X. Abaixo temos um resumo desses mnemônicos de I/O.

- TRISX: Define a porta X como I/O (1 - *Input*; 0 - *Output*);
- PORTX: Define o estado lógico da porta X (1 - *Ativado*; 0 - *Desativado*);

O PIC16F877A possui 5 portas de I/O definidas como PORTA, PORTB, PORTC, PORTD, e PORTE. As entradas dos sensores de efeito Hall, botão de Liga/Desliga, e sentido de rotação foram alocados na PORTD. As saídas de controle para a ponte trifásica foram alocados na PORTB, onde foram utilizadas seis saídas. E a entrada do controle de rotação foi alocada na PORTA. As inicializações das portas de entrada ficaram na seguinte configuração no algoritmo:

```
[...]
TRISD.RD0=1; // Define com entrada o Sensor Hall C
TRISD.RD1=1; // Define com entrada o Sensor Hall B
TRISD.RD2=1; // Define com entrada o Sensor Hall A
TRISD.RD3=1; // Define com entrada a função Liga/Desliga
TRISD.RD4=1; // Define com entrada a função de Controle de Rotação

TRISB.B0=0; // Define com saída B0 equivalente ao Mosfet Low A
TRISB.B1=0; // Define com saída B1 equivalente ao Mosfet High A
TRISB.B2=0; // Define com saída B2 equivalente ao Mosfet Low B
TRISB.B3=0; // Define com saída B3 equivalente ao Mosfet High B
TRISB.B4=0; // Define com saída B4 equivalente ao Mosfet Low C
TRISB.B5=0; // Define com saída B5 equivalente ao Mosfet High C

PORTB=0; //Define a Porta B com condição inicial desligada
[...]
```

Como o controle de velocidade é feito através de um potenciômetro, que por sua vez utiliza um conversor ADC (Analogico/Digital) interno do PIC16F877A, onde é realizado internamente a conversão dos níveis analógicos em digitais por meio da quantização. Por essa porta ter natureza analógica, logo não foi possível alocar essa variável em uma porta digital, a mesma teve que ser alocada em uma porta analógica do microcontrolador. Para isso, alguns registradores internos do PIC foram configurados de modo a habilitar a entrada analógica. Os registradores utilizados foram o ADCON0 que define os parâmetros do ADC internos do microcontrolador e ADCON1 que define a porta analógica e tensões de referência para o ADC.

A configuração de cada registrador baseou-se em preencher os oito bits distintos em cada registrador, onde cada bit específico habilita uma função específica do microcontrolador. O registrador ADCON0 possui seus bits conforme mostra a figura 25.

Figura 25 - Registrador ADCON0

REGISTER 11-1: ADCON0 REGISTER (ADDRESS 1Fh)

R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0	U-0	R/W-0
ADCS1	ADCS0	CHS2	CHS1	CHS0	GO/DONE	—	ADON
bit 7							bit 0

Fonte: (TECHNOLOGY, 2017)

- Os bits 7 e 6 determinam o *clock* do ADC foi determinado como $F_{osc}/2$ (Onde F_{osc} é definido como a frequência do *clock* do PIC), logo os bits 7 e 6 assumirão valores de: 00.
- Os bits 5 - 3 determinam a porta analógica que será utilizada como entrada - controle de velocidade. Foi escolhida a entrada AN0 da PORTA, sendo assim os bits ficam com a seguinte configuração: 000;
- O bit 2 determina o status da conversão. Determinou-se Conversão ADC em andamento colocando o bit em nível 1;
- O bit 1 é selecionado como 0 pelo fabricante.
- O bit 0 determina o momento que o ADC é ativado. Foi selecionado nível lógico 1 que define que o conversor A/D é ligado.

Depois de habilitar todos os oito bits do registrador `ADCON0`, foi definido em linhas de comando no código de acionamento que ficou como binário e hexadecimal da seguinte forma:

$$ADCON0 = 0b00000101 = 0x05$$

O registrador `ADCON1` possui seus bits conforme mostra a figura 26.

Figura 26 - Registrador `ADCON1`

REGISTER 11-2: ADCON1 REGISTER (ADDRESS 9Fh)

R/W-0	R/W-0	U-0	U-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0
ADFM	ADCS2	—	—	PCFG3	PCFG2	PCFG1	PCFG0
bit 7							bit 0

Fonte: (TECHNOLOGY, 2017)

- O bit 7 define a forma de armazenamento do resultado do ADC no registrador `ADRES`. Foi selecionado com justificado a esquerda indicando que os seis bits menos significativos de `ADRESHL` são lidos como 0. Assim o bit 7 fica selecionado como 0.
- O bit 6 é definido com a frequência de conversão do ADC, definido com $F_{osc}/2$, selecionando o bit 6 como 0.
- Os bits 5 e 4 são definidos como 0 pelo fabricante.
- Os bits 3 - 0 definem se os canais da PORTA são definidos como entrada analógica ou I/O digital, e selecionam a fonte da tensão de referência requerida pelo ADC interno do PIC. Os bits foram selecionados como 0000 definindo a PORTA com todos os seus canais como entrada analógica e a tensão de referência como a alimentação do PIC.

Depois de habilitar todos os oito bits do registrador `ADCON1`, foi definido em linhas de comando no código de acionamento que ficou como binário e hexadecimal da seguinte

forma:

```
ADCON1 = 0b00000000 = 0x00;
```

3.1.2 Inicialização/Atualização do ADC e PWM

O software mickoC PRO for PIC v.7.1.0 possui bibliotecas de grande parte das funções do microcontrolador PIC16F877A e foram utilizados as bibliotecas de ADC e PWM. Essas bibliotecas facilitam a programação tornando a linguagem uma linguagem de alto nível, pois em uma linha de comando é realizada uma função que se fosse feito manualmente iria ocupar mais de uma linha de comando.

A biblioteca PWM aciona o módulo CCP (*Capture Compare PWM*), o PIC16F877A possui dois módulos CCP, esse módulo fornece duas saídas PWM no microcontrolador. O módulo é composto por inicialização, atualização do *duty-cycle* e *start* do módulo.

O comando PWMx_Init(long freq) inicializa o módulo CCP no canal x com frequência freq. A frequência de chaveamento da ponte trifásica será de 10 kHz, logo a configuração de inicialização do módulo fica definido como:

```
[...]
PWM1_Init(10000)
[...]
```

O comando PWMx_Set_Duty(unsigned short duty_ratio) define e atualiza o *duty-cycle* do PWM, o valor do *duty-cycle* é obtido através do valor que o conversor A/D recebe do potenciômetro conectado na entrada analógica do PIC. Como condição inicial o valor do *duty-cycle* foi inicializado em 50%, como a resolução do conversor A/D é de 8 bits, isto é, é quantizado de 0 a 255, e em 50% é equivalente a 128, a inicialização fica da seguinte forma:

```
[...]
unsigned short duty=128;
PWM1_Set_Duty(duty1);
[...]
```

E por último o comando PWMx_Start(void) que é definido para inicializar o PWM no *duty-cycle* selecionado. A aquisição dos valores do conversor A/D foi realizada em um loop infinito, assim toda vez que houver alteração no potenciômetro e consequentemente no conversor A/D, esse valor será imputado como *duty-cycle* do PWM.

O comando utilizado para obter o valor da conversão ADC é o `duty = ADC_Read(0)`, onde *duty* é uma variável que recebe o valor da conversão ADC vinda da porta RA0, e esse

valor é atualizado como *duty-cycle* no PWM toda vez em que houver uma alteração no conversor A/D pois este comando está em um loop infinito juntamente com o comando de atualização do *duty-cycle*. As saídas de PWM do PIC16F877A do módulo CCP são obtidas através dos pinos 16 e 17 do microcontrolador.

3.1.3 Acionamento da ponte trifásica

O acionamento da ponte trifásica baseou-se na Tabela 1 para a comutação no sentido horário e na Tabela 2 para a comutação no sentido anti-horário. Conforme a entrada do sensor de efeito Hall detectar a posição do rotor, foram acionados um par de Mosfet's energizando um par de bobinas do Estator, sendo assim a cada comutação somente dois sinais de saída foram enviados do microcontrolador para o *gate* do Mosfet correspondente. No desenvolvimento do algoritmo uma estrutura de condição foi criada para comparar as entradas dos sensores de efeito hall e assim comutar corretamente os Mosfet's equivalentes para a posição na qual se encontra o rotor, criando o movimento. A Tabela 5 resume como ficou o acionamento do sentido horário e a Tabela 6 do sentido anti-horário.

Tabela 5 - Acionamento das bobinas do estator no sentido horário

Fase	Sensor Hall C	Sensor Hall B	Sensor Hall A	Grupo High	Grupo Low
1	1	0	1	High A	Low B
2	1	0	0	High C	Low B
3	1	1	0	High C	Low A
4	0	1	0	High B	Low A
5	0	1	1	High B	Low C
6	0	0	1	High A	Low C

Fonte: Próprio autor.

Tabela 6 - Acionamento das bobinas do Estator no sentido anti-horário

Fase	Sensor Hall C	Sensor Hall B	Sensor Hall A	Grupo High	Grupo Low
/6	0	1	1	High C	Low A
/5	0	1	1	High C	Low B
/4	0	0	0	High A	Low B
/3	1	0	0	High A	Low C
/2	1	0	0	High B	Low C
/1	1	1	1	High B	Low A

Fonte: Próprio autor.

A estrutura de decisão foi inserida em um *loop* infinito para detectar em qualquer instante a mudança no nível lógico dos sensores de efeito Hall. As saídas digitais do PIC16F877A que comutam os Mosfet's foram acondicionadas na PORTB, onde fez-se a correspondência entre as portas do microcontrolador e os Mosfet's.

- RB0 = Mosfet A Low
- RB1 = Mosfet A High
- RB2 = Mosfet B Low
- RB3 = Mosfet B High
- RB4 = Mosfet C Low
- RB5 = Mosfet C High

- RD0 = Entrada Sensor Hall C
- RD1 = Entrada Sensor Hall B
- RD2 = Entrada Sensor Hall C
- RD3 = Chave Liga/Desliga
- RD4 = Chave Sentido de Rotação (horário/anti-horário)

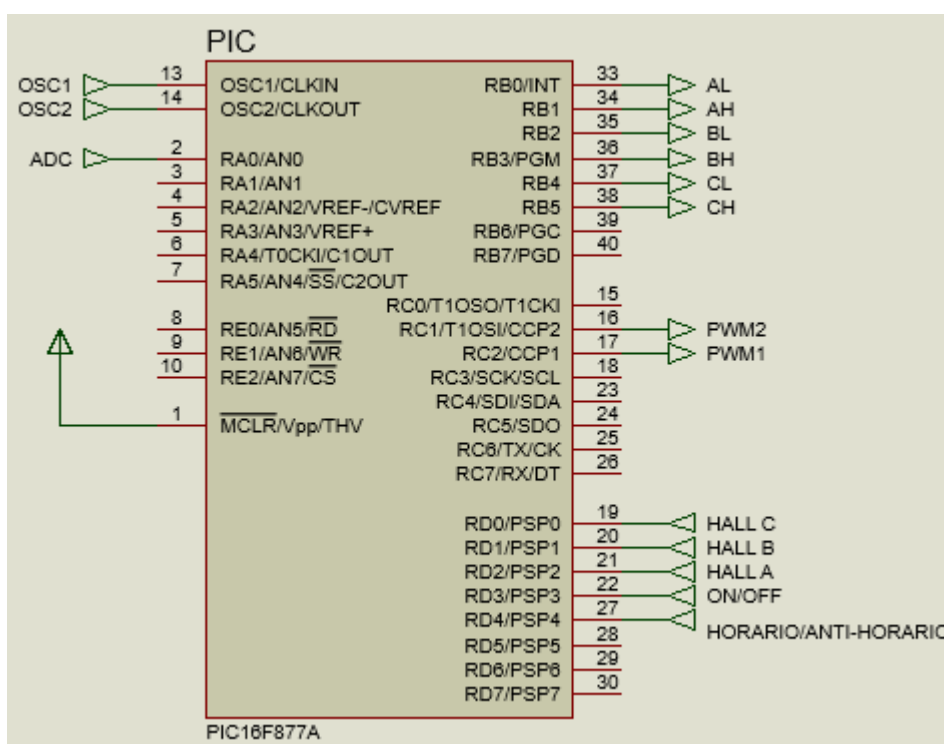
A lógica para acionamento da ponte trifásica é basicamente lê as entradas de efeito Hall que estão alocadas na PORTD e através de comparação com as tabelas realizar o chaveamento dos bits na PORTB. Um exemplo de como foi realizada a lógica é mostrada a seguir:

Exemplo da linha de comando referente à primeira comutação no sentido horário:

```
[...]
if((PORTD.RD0==1)&&(PORTD.RD1==0)&&(PORTD.RD2==1)){PORTB.B0=0;
PORTB.B1=1;PORTB.B2=1;PORTB.B3=0;PORTB.B4=0;PORTB.B5= 0;}
[...]
```

Após a realização desses três passos o algoritmo foi finalizado e encontra-se no Apêndice A. As conexões de I/O dos pinos do microcontrolador PIC16F877A ficaram conforme a figura 27.

Figura 27 - Definição dos pinos de I/O do PIC16F877A



Fonte: Próprio autor

3.2 DIMENSIONAMENTO DOS COMPONENTES DA PONTE TRIFÁSICA

O dimensionamento dos componentes do subsistema de força foi baseado na tensão e corrente nominal do motor a ser utilizado. O motor utilizado pela embarcação é da empresa Golden Motor (Figura 28) com as seguintes especificações:

- Modelo: HPM5000B - High Power BLDC Motor
- Tensão nominal: 48 V
- Potência nominal: 3 kW – 7.5 kW
- Eficiência: 91%
- Resistência por fase: 6.2 mΩ
- Indutância por fase: 68 μΩ
- Velocidade: 2000 - 6000 rpm (ajustável)
- Corrente máxima: 173,43 A

Figura 28 - Motor BLDC da Golden Motor



Fonte: (MOTOR, 2017)

Conforme ensaios realizados pelo fabricante foi gerado um arquivo mostrado no ANEXO A, valores de testes dinâmicos revelaram que a corrente máxima do motor apresentou um valor de 176,43 A. O dispositivo de comutação foi projetado para operar no pior caso, que é onde a corrente apresenta valores máximos. Mediante essa informação foi dimensionado um Mosfet tipo Intensificação canal n com capacidade de condução de corrente no *drain* superior a 176,43 A, foi escolhido o Mosfet IRFB3207 que conduz uma corrente no *drain* máximo de 180 A, e o fato de ter escolhido canal n é poder ser controlado por tensões positivas de *gate* para *source*, isso é levando em consideração pois o controle dos Mosfet's através do microcontrolador é de tensões positivas.

O Mosfet foi polarizado para funcionar como chave, isto é, foi dimensionado para operar na região de corte com $V_{gs} < V_{gs_{TH}}$, e na região de saturação com $V_{gs} \geq V_{gs_{on}}$, nessa situação ocorre a condução máxima de corrente de drain para source conforme mostra o gráfico 1. Foi retirado do ANEXO B os parâmetros do fabricante que foram utilizados para o dimensionamento do Mosfet, esses parâmetros são:

- $V_{gs_{th}} = 4 V$;
- $V_{gs_{on}} = 10 V$;
- $I_{D_{ON}} = 180 A$;

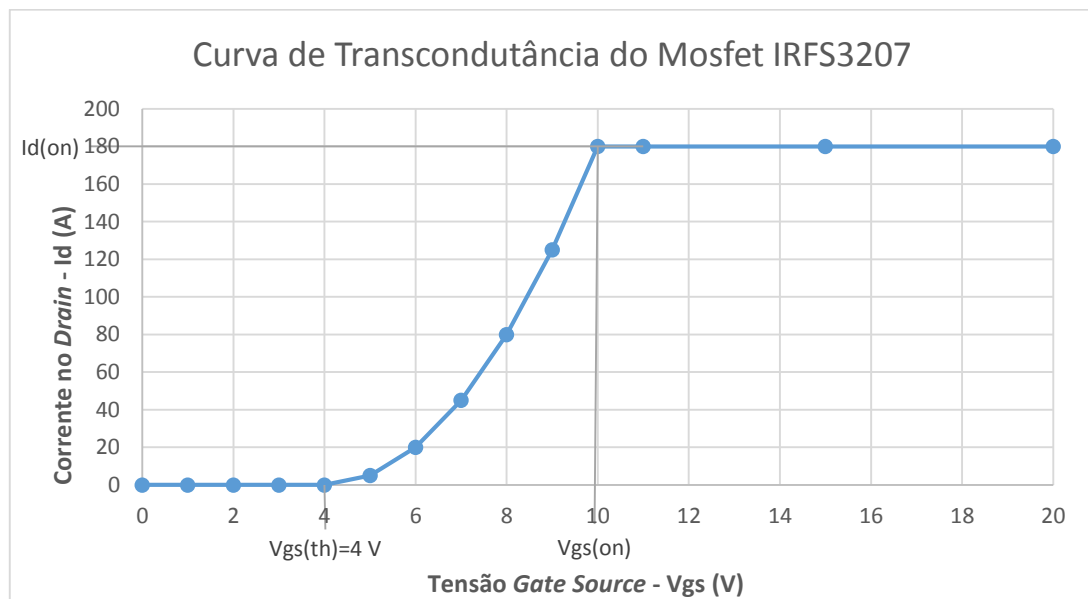
Para obter a constante k do Mosfet foi utilizada a equação 3 abaixo:

$$k = \frac{I_{DON}}{(V_{GS_{ON}} - V_{GS_{th}})^2} [A/V^2] = \frac{180}{(10-4)^2} = 5 A/V^2 \quad (3)$$

Mediante as informações da equações 3 e 4, foi elaborado o gráfico na figura 29 que é a curva de transcondutância representada pela corrente no *drain* versus a tensão *gate* para *source* do Mosfet IRFB3207 onde é possível visualizar as regiões de corte, triodo e saturação respectivamente.

$$I_D = \begin{cases} 0, & V_{GS} < V_{GS_{th}} \\ k(V_{GS} - V_{GS_{th}})^2, & V_{GS_{th}} \leq V_{GS} < V_{GS_{ON}} \\ I_{DON}, & V_{GS} \geq V_{GS_{ON}} \end{cases} = \begin{cases} 0, & V_{GS} < 4 V \\ 5(V_{GS} - 4)^2, & 4 V \leq V_{GS} < 10 V \\ 180, & V_{GS} \geq 10 V \end{cases} \quad (4)$$

Figura 29 - Curva de transcondutância do Mosfet IRFS3207



Fonte: Próprio autor

O Mosfet foi polarizado somente para operar na região de corte (situação I da equação 4) e saturação (situação II da equação 4) os valores de V_{GS} selecionado para a condução do dispositivo foram os seguintes:

- $V_{GS} = 0 V$ (Região de corte, não há formação de canal – Mosfet desligado);
- $V_{GS} = 10 V$ (Região de saturação, há formação de canal – Mosfet ligado);

Com o dimensionamento realizado foi adotado como nível lógico alto a tensão de, e nível lógico baixo a tensão de $V_{GS} = 0V$. Foi escolhido um resistor de *pull-down* com características de alta resistência entre *gate* e terra de cada Mosfet para evitar a flutuação na transição, garantindo que o acionamento do Mosfet será realizado por tensão e não por corrente como no BJT. O resistor de *pull-down* é posto de modo a evitar que um nível lógico alto apareça no momento em que a entrada estiver em nível lógico baixo, garantido que o Mosfet seja ativado somente quando houver nível lógico alto no *gate*. A figura 30 mostra o esquema da ponte trifásica dimensionada com os resistores de *pull-down*.

Figura 30 - Ponte trifásica de comutação



Fonte: Próprio autor

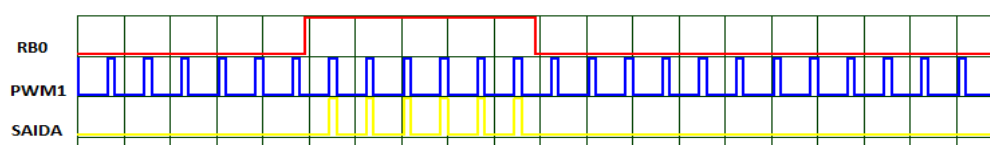
3.3 INTERLIGAÇÃO DO SUBSISTEMA DE CONTROLE COM O SUBSISTEMA DE FORÇA

A interligação do microcontrolador com a ponte trifásica de comutação restringiu-se de uma maneira em que o PIC16F877A controlasse cada *gate* de seu respectivo Mosfet na ponte trifásica de comutação, só que para isso foi necessário a realização de algumas adequações pois surgiram duas limitações para que a interligação fosse efetuada com sucesso.

A primeira limitação foi o fato de o PIC16F877A possuir apenas duas saídas PWM, isto é, para este projeto é necessário haver seis saídas PWM para cada *gate* de cada Mosfet, isso é, realizando a modulação PWM no *gate* do Mosfet, logo é alterado o nível médio da tensão

DC entregue no motor, realizando assim a variação de velocidade, já que a velocidade e a tensão aplicada no motor são variáveis diretamente proporcionais. Como o microcontrolador possui essa limitação de saídas PWM, foi realizado uma multiplexação da saída PWM com a saída de ativação de cada Mosfet através de uma operação utilizando porta lógica AND da família TTL, onde em uma entrada foi inserido o bit de controle da PORTB que vem do microcontrolador e na outra entrada o sinal de PWM na saída CCP do microcontrolador. A forma de onda da operação AND com a transição de um bit de controle RB0 é mostrado na figura 31.

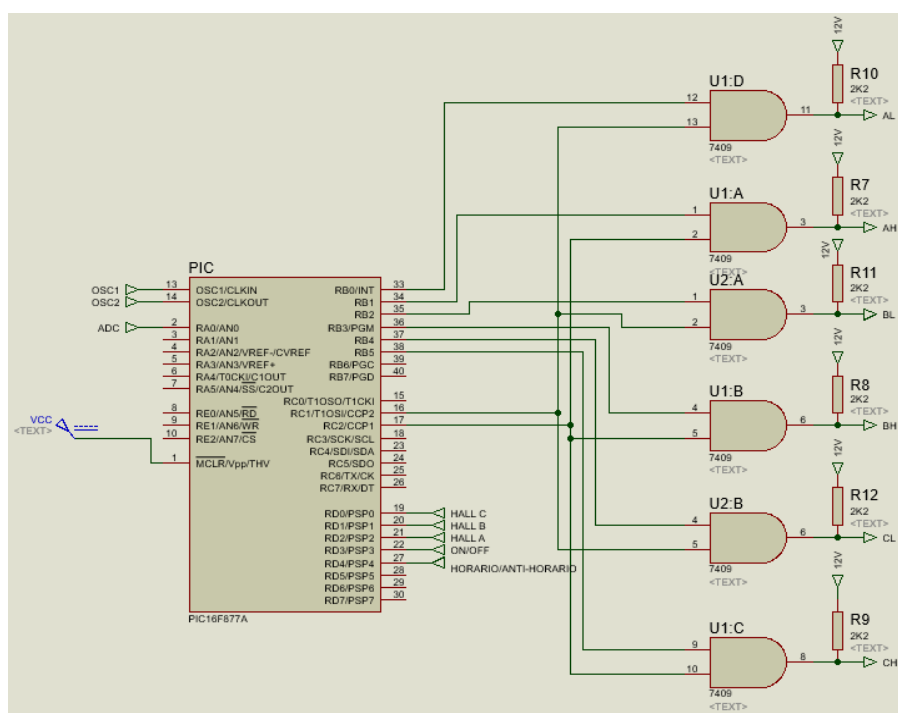
Figura 31 - Forma de onda da multiplexação do sinal de PWM



Fonte: Próprio autor

Tendo em vista que o PIC16F877A possui duas saídas foi dividido de uma forma que uma saída PWM fosse multiplexada para os Mosfet's do grupo *High*, e a outra saída para os Mosfet's do grupo *Low*. Ficando conforme mostra a figura 32.

Figura 32 - Multiplexação das saídas PWM



Fonte: Próprio autor

As características de chaveamento da porta AND foram levadas em consideração para não haver o *delay* de propagação na transição de nível lógico, isso ocorre em períodos muito pequenos de chaveamento. Conforme o *datasheet* disponível no ANEXO C, a porta começa a apresentar esse *delay* de propagação em períodos menores que 19 ns, como está sendo utilizada uma frequência de PWM de 10 kHz, logo obtemos um período de 0.1 ms que é bastante superior ao especificado pelo fabricante assegurando que esse *delay* de propagação não ocasione em deformações na forma de onda modulada.

Resistores de *pull down* foram colocados em cada saída para evitar uma possível flutuação durante a transição dos níveis lógicos.

A segunda limitação foi em relação ao nível de tensão fornecido pelo PIC16F877A, nas saídas digitais é entregue uma tensão de 5V relativo ao nível lógico alto e 0V relativo ao nível lógico baixo, devido à polarização do Mosfet requerer níveis distintos de tensão para operar única e exclusivamente nas regiões de corte e saturação alguma alterações foram realizadas para que o Mosfet recebesse o nível de tensão necessário para operar corretamente.

Como a tensão V_{GS} deve chavear em 0V e 10V foi necessário aumentar o nível de tensão que o PIC16F877A de 5V para 10V, para foram utilizadas portas lógicas AND pelo fato de resolver a primeira limitação apresentada anteriormente com configuração de coletor aberto para aumentar esse nível de tensão na entrada dos terminais de *gate*.

O valor do resistor de *pull up* mínimo foi dimensionado conforme equação 5 do fabricante apresentado no *datasheet* do componente disponível no ANEXO C.

$$R_{min} = \frac{V_{CCmax} - V_{OL}}{I_{OL} - N_{3(IIL)}} \Omega \quad (5)$$

Os valores extraídos do *datasheet* foram:

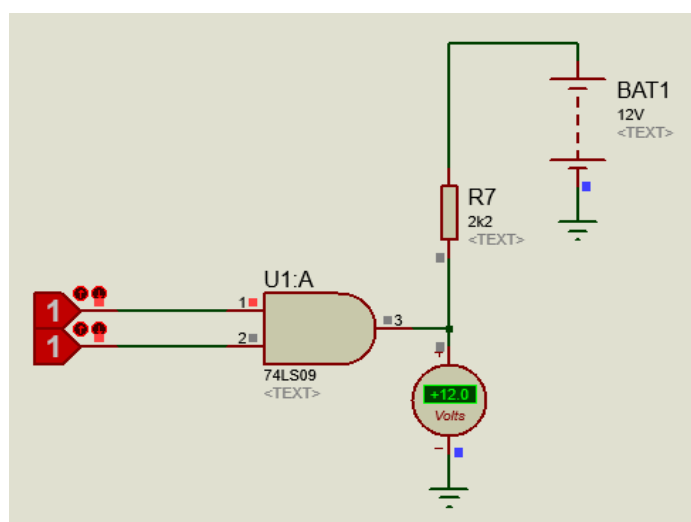
- $V_{OL} = 0,35 V$;
- $I_{OL} = 8 mA$;
- $N_{3(IIL)} = -0,36 mA$;

$$R_{min} = \frac{5,0 - 0,35}{8m - (-0,36m)} = 556 \Omega$$

Foi adotada uma resistência de **2,2 k Ω** ;

O circuito com resistor de *pull up* ficou da seguinte forma: foi inserida uma ponta de prova lógica onde nível 1 indica a tensão de 5V e foi inserido um voltímetro para averiguar a tensão de saída. Conforme a figura 33.

Figura 33 - Operação lógica AND com coletor aberto



Fonte: Próprio autor

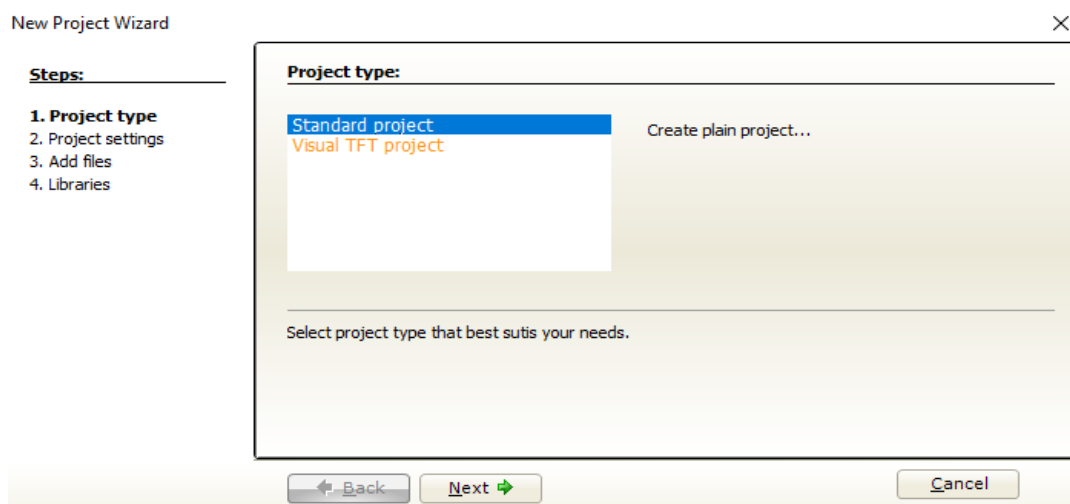
Após a mitigação dessas duas limitações, o subsistema de comando foi interligado com o de força através dessas duas soluções apresentadas e o esquema elétrico final do controlador ficou conforme a figura 50 no APÊNDICE B.

3.4 SIMULAÇÕES DO CONTROLADOR DO MOTOR BLDC

As simulações foram realizadas em conjunto nos softwares mickoC PRO for PIC v.7.1.0 e Proteus 8 Professional no ambiente de simulação Isis. Primeiramente com o algoritmo de controle contendo a lógica de acionamento implementado foi compilado no software mickroC PRO for PIC v.7.1.0 de modo a transformar a linguagem C para um código em hexadecimal ou linguagem de máquina, que é a linguagem na qual é gravada no microcontrolador.

O software mickroC responsável pela compilação do algoritmo de controle foi inicializado e na sua interface inicial foi selecionada a opção *New Project*. A figura 34 mostra a aba que abriu-se para selecionar as informações necessárias para a criação de um novo projeto.

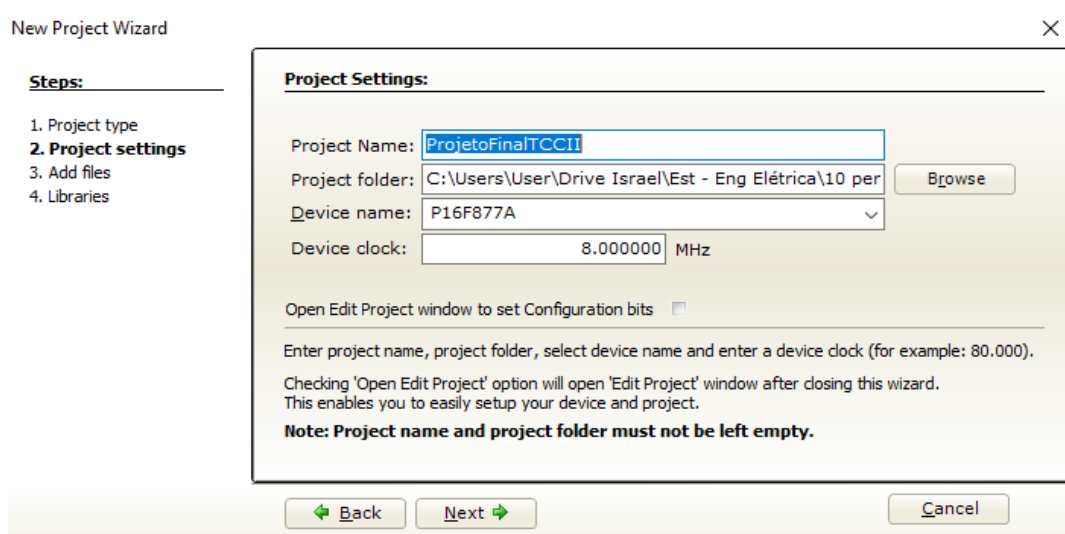
Figura 34 - New Projetc Wizard



Fonte: Próprio autor

No primeiro passo selecionou-se o tipo de projeto como *Standard projetc* e clicou-se em Next. No segundo passo foram incluídas as informações pertinentes ao tipo do microcontrolador, o nome do projeto imputado pelo usuário e a frequência de trabalho do *clock* do microcontrolador. Foi selecionado o Pic nas opções como P16F877A e o a frequência de *clock* de 8 MHz e clicou-se em Next conforme mostra a figura 35.

Figura 35 - Escolha do microcontrolador no software mickroC

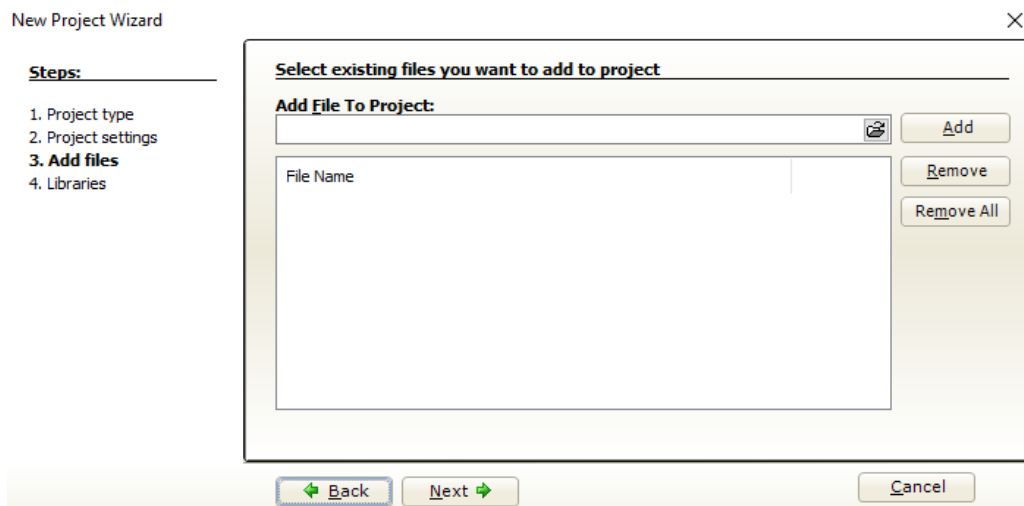


Fonte: Próprio autor

O terceiro passo consistiu-se em inserir arquivos adicionais para o projeto que não foi

necessário e clicou-se em Next conforme mostra a figura 36.

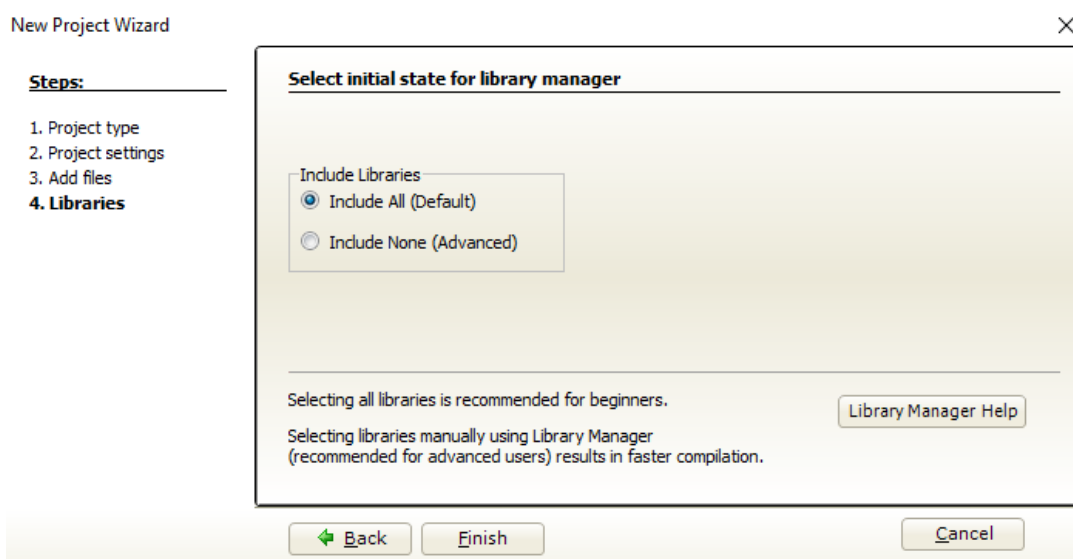
Figura 36 - Seleção de arquivos adicionais no software mikroC



Fonte: Próprio autor

E o último passo da configuração seleciona as bibliotecas que serão utilizadas no programa. Foi selecionada a opção *Default* que consistiu em adicionar todas as bibliotecas disponíveis e clicou-se em *Finish* para terminar as configurações iniciais de novo projeto conforme mostra a figura 37.

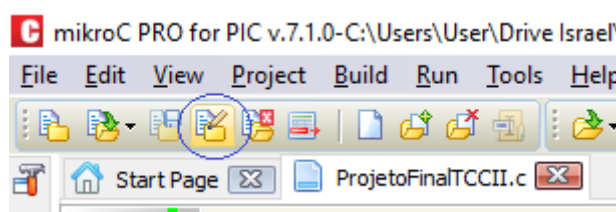
Figura 37 - Seleção de bibliotecas no *software* mikroC



Fonte: Próprio autor

Com o ambiente de programação aberto foi inserido o código escrito em linguagem C. Antes de compilar o código, algumas definições foram setadas antes de compilar o código que foram a determinação dos *fuses* que foram apresentados no item 1.8 dessa monografia. Na Figura 38 é indicado o botão que configura os *fuses* onde o mesmo está definido no software como *Edit Project*.

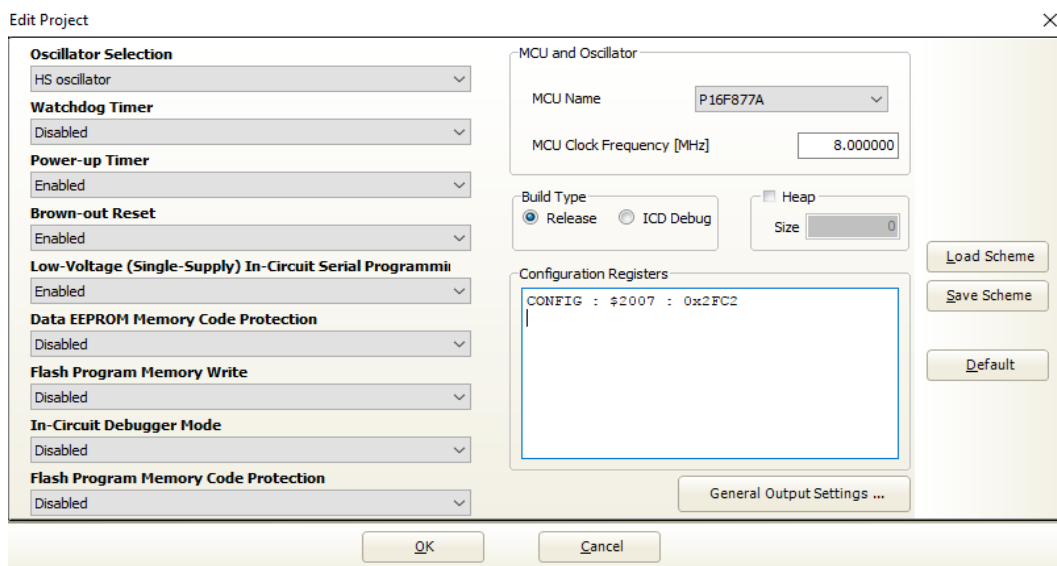
Figura 38 - Botão de seleção dos *fuses*



Fonte: Próprio autor

Em seguida abriu-se uma aba com a seleção de cada *fuse* selecionando a opção *Enabled* para ativado e *Disabled* para desativado clicando em *Ok* na finalização das configurações, e a configuração final ficou conforme mostra a figura 39.

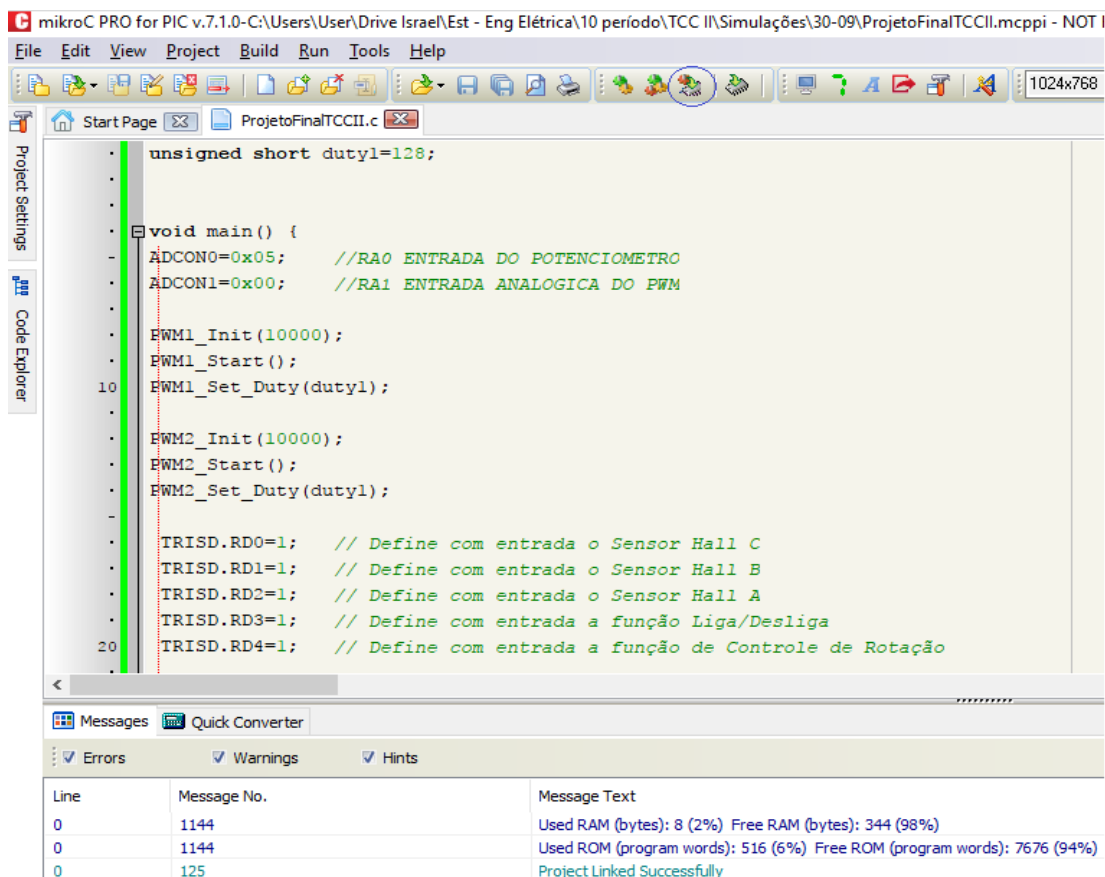
Figura 39 - Configuração dos *fuses*



Fonte: Próprio autor

Após realizar todos esses processos de inicialização, clicou-se no botão *Build and Program* na barra de *build* conforme mostra a figura 40.

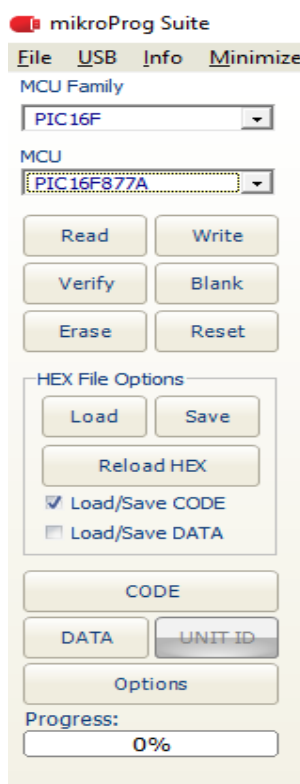
Figura 40 - Build and Program



Fonte: Próprio autor

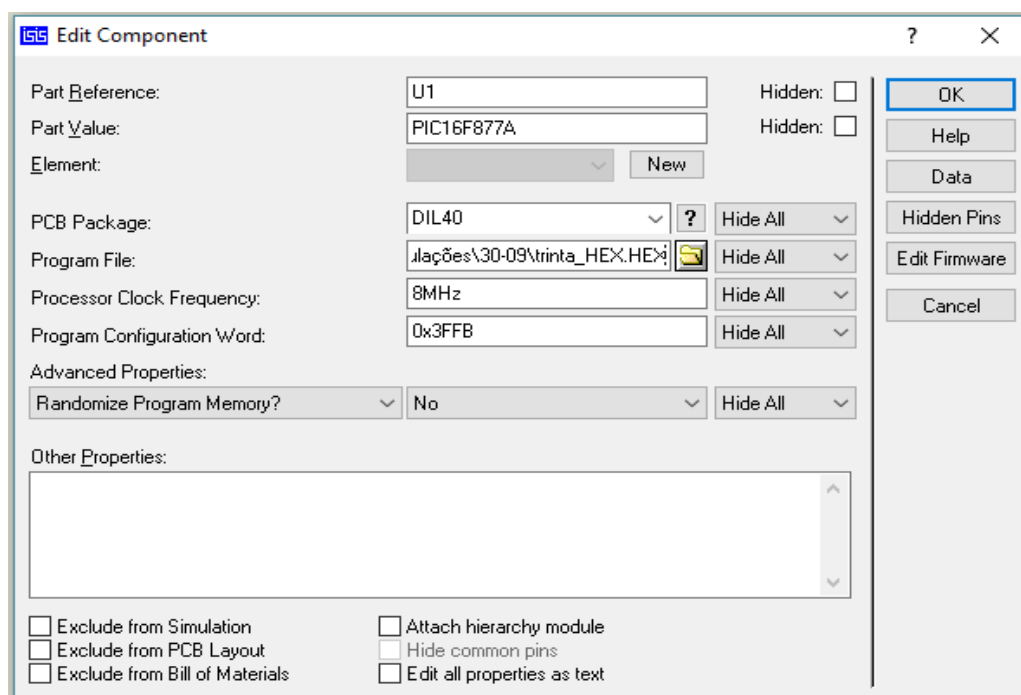
Na parte inferior verificou-se o resultado da compilação que quando ocorre com sucesso aparece a mensagem *Project Linked Successfully*. Abriu-se então uma nova janela onde realizou-se uma tarefa importante que foi a criação do arquivo em formato hexadecimal. A janela que abre é a mikroProg Suite (Figura 41) que tem como uma das principais funções a geração do arquivo em hexadecimal que foi utilizado em um outro momento na simulação do controlador. Foi selecionado no campo de *HEX File Options* a opção *Save*, nesta o programa abriu uma janela para que o usuário escolha o local de onde o arquivo será salvo.

Figura 41 - mikroProg Suite



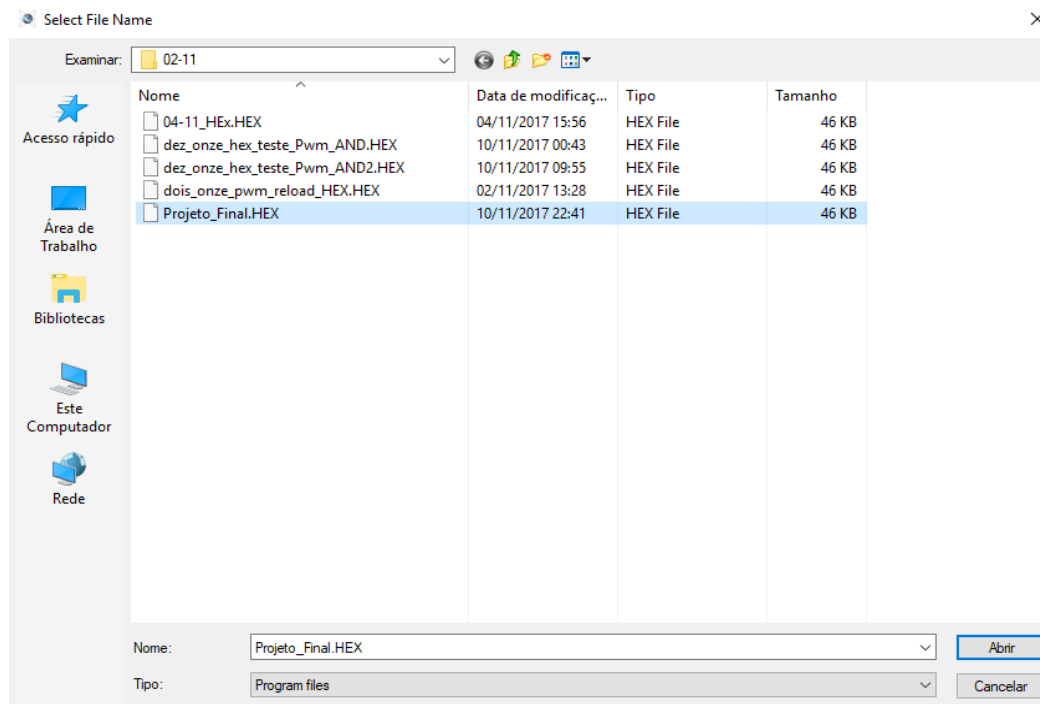
Fonte: Próprio autor

Finalizou-se então a etapa de compilação e geração do código em hexadecimal. Em seguida através do software Proteus 8 Professional no ambiente Isis foi inserido o arquivo no formato hexadecimal. Clicando duas vezes no PIC16F877A abriu-se a aba de edição do componente onde são definidos nome, frequência de *clock* (para osciladores internos) e inserção do arquivo em hexadecimal expresso em *Program File* (Figura 42) ao clicar nesse item o software Proteus direcionou o usuário para selecionar o arquivo em hexadecimal salvo anteriormente no mikroCProg Suite, o arquivo foi localizado e adicionado à plataforma do Proteus (Figura 43).

Figura 42 - *Edit Component* Proteus

Fonte: Próprio autor

Figura 43 - Seleção do arquivo em hexadecimal para inserção no Proteus

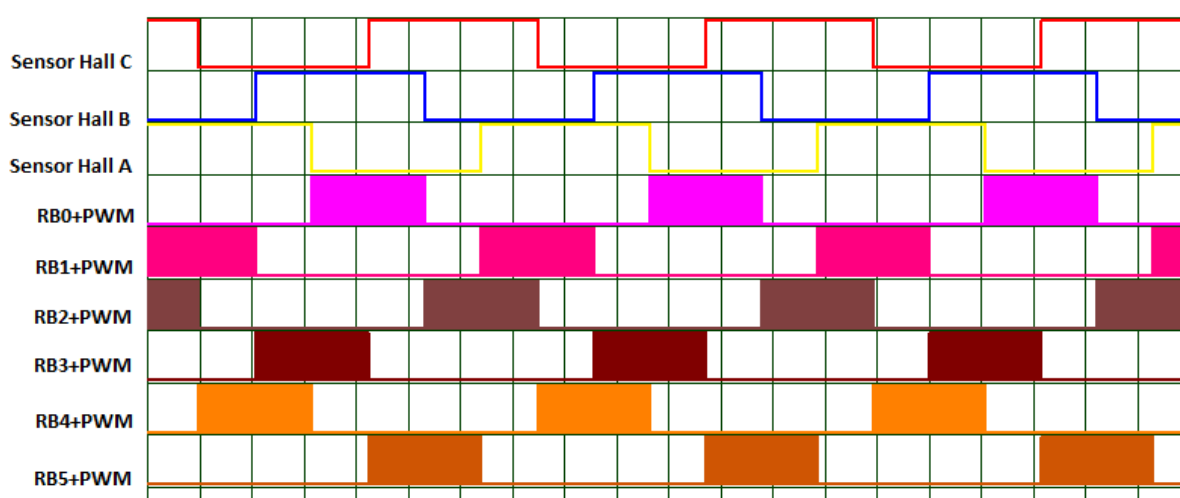


Fonte: Próprio autor

4 RESULTADOS OBTIDOS

Durante a simulação, a multiplexação dos bits de controle da PORTB com o PWM gerou um diagrama de tempo que contém as formas de onda dos sensores de Efeito Hall e a comutação dos bits da PORTB com o PWM multiplexado pronto para ser inserido no *gate* de cada Mosfet da ponte trifásica. O diagrama de tempo gerado no *software* Isis Proteus na ferramenta de *Logic Analyser* é mostrado na figura 44.

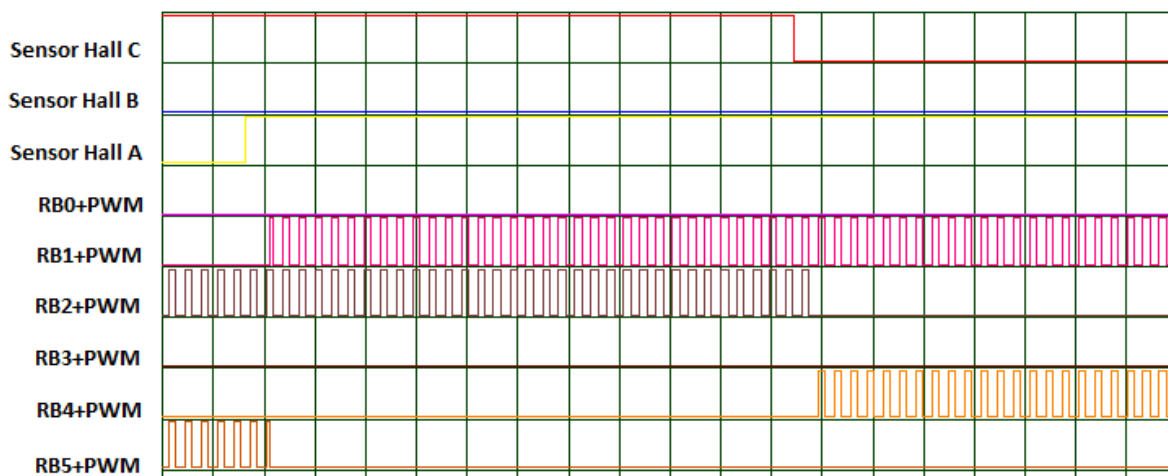
Figura 44 - Diagrama de tempo dos sensores de efeito Hall e bits de controle



Fonte: Próprio autor

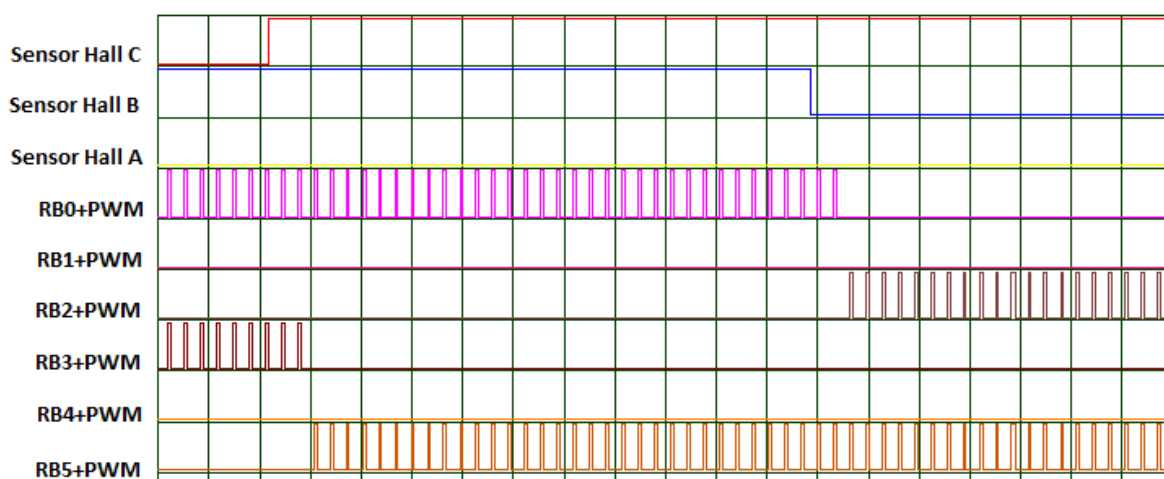
Modificando a escala de tempo do *Logic Analyser* podemos ver a forma de onda do PWM sendo modulada conforme o *duty-cycle* correspondente às figuras 45 e 46 mostram a variação do *duty-cycle* e foi possível visualizar a multiplexação dos bits de controle da PORTB com o PWM variando em 50% e 25% do ajuste da resistência, resultado em 50% e 25% da tensão média entregue para o motor, fazendo o mesmo girar com metade e um quarto de sua velocidade nominal, respectivamente.

Figura 45 - PWM com duty-cycle de 50%



Fonte: Próprio autor

Figura 46 - PWM com duty-cycle de 25%

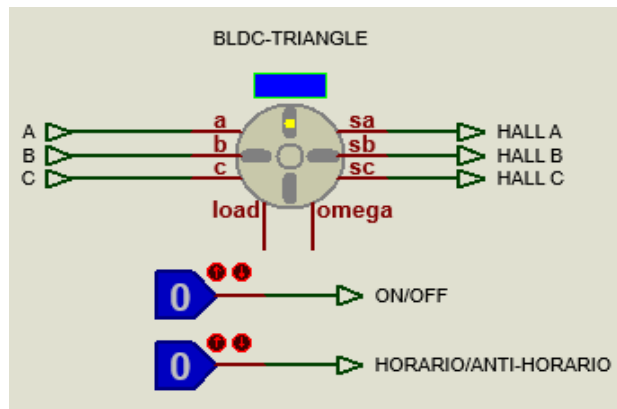


Fonte: Próprio autor

Durante as simulações o software Proteus Isis não apresentou os resultados esperados pois durante a multiplexação das saídas PWM do microcontrolador, o motor não girou conforme mostra a figura 47 devido à limitações no software que ocorre devido ao uso intensivo de outros circuitos lógicos além do microcontrolador, e é exibida a mensagem: “*Simulation is not running in real time due to excessive CPU Load*”, e isso foi comprovado quando as saídas do microcontrolador foram inseridas diretamente na ponte trifásica sem o controle de velocidade com as saídas PWM que utiliza circuitos lógicos além do microcontrolador, foi observado que o motor girou perfeitamente conforme as figuras 48 onde a seta amarela indica

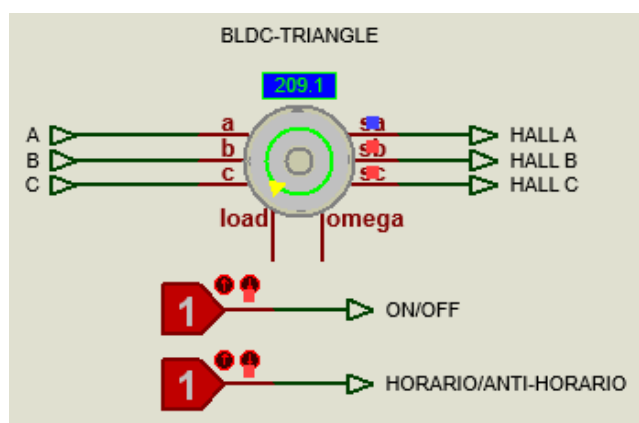
o sentido horário e 49 onde a seta amarela indica o sentido anti-horário de rotação.

Figura 47 - Motor parado



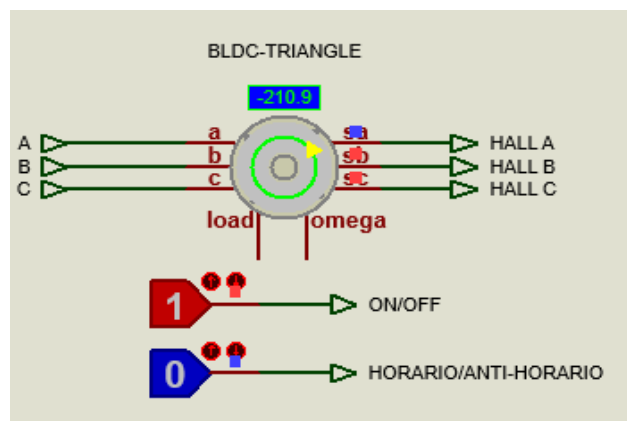
Fonte: Próprio autor

Figura 48 - Motor girando no sentido horário



Fonte: Próprio autor

Figura 49 - Motor girando no sentido anti-horário



Fonte: Próprio autor

Analisando as formas de onda provenientes da multiplexação das saídas PWM com as saídas da PORTB do microcontrolador as formas de onda (Figuras 44, 45 e 46) estão perfeitamente condizentes com as características de funcionamento do motor BLDC conforme indicado nas tabelas 2, 3, 5 e 6, e o diagrama de funcionamento do motor BLDC apresentado na figura 7, assegurando que o motor irá girar com controle de velocidade.

CONCLUSÃO

No decorrer desta pesquisa foram abordados diversos assuntos no referencial teórico que juntos centralizaram o projeto do controlador do motor *brushless* em ambiente de simulação. Mediante as etapas descritas na metodologia foi possível seguir os objetivos que convergiram para a solução do problema apresentado, que foram implementados gerando os resultados como as formas de onda obtidas nas simulações no microcontrolador PIC16F877A e na ponte trifásica de comutação conforme as figuras 44, 45 e 46, onde foi possível observar que o controle de velocidade é viável através da implementação da modulação PWM.

Sendo assim confirma-se a hipótese apresentada onde é verídico o dimensionamento em ambiente de simulação para o motor BLDC para ser utilizado na embarcação solar, e isso é comprovado através de comparação entre as figuras 7 e 44, confirmando-se também nas informações contidas nas tabelas 2 e 3, onde é sucinto afirmar que o motor utilizado na embarcação irá funcionar pois apresentou os resultados esperados e condizem com as literaturas utilizadas neste trabalho.

Houve dificuldades na realização do projeto, pois se trata de um conjunto que integra várias áreas e teve como a maior de todas a programação no microcontrolador. O microcontrolador utilizado possui apenas duas saídas PWM e por isso foi necessário a multiplexação dessas saídas para podermos obter as seis saídas nos *gates* de cada Mosfet, isso poderia ser contornado com outro tipo de microcontrolador PIC como por exemplo o PIC18F2431 que possui as seis saídas PWM, no entanto a habilitação dessas seis saídas através de programação nos seus registradores internos que não foi possível ser implementada devido à complexidade na programação desses registradores, devido a isso foi utilizando o PIC16F877A que possui uma programação menos complexa.

Sugere-se então como trabalhos futuros a implementação física do controlador, e a utilização do microcontrolador PIC18F2431 que otimizaria o projeto porque não seria necessário a multiplexação das saídas PWM. Vale ressaltar que apesar desse trabalho ter como hipótese apenas a construção do controlador em ambiente de simulação, o projeto físico do mesmo já está em andamento para ser utilizado na embarcação solar.

REFERÊNCIAS

- AHMED, Ashfaq. **Eletrônica de Potência**. 1 ed. São Paulo: Prentice Hall, 2000.
- BOYLESTAD, Robert L.; NASHELKY, Louis. **Dispositivos Eletrônicos e Teoria de Circuitos**. 8ª ed. São Paulo: Prentice Hall, 2004.
- BROWN, Ward. Brushless DC Motor Control Made Easy. **Microchip Technology Inc.**. Chicago; v. 1, n. 1, jul. 2002. p. 1-48. Disponível em: <<http://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/00857B.pdf>>. Acesso em: 22 fev. 2017.
- CHAPMAN, Stephen J.. **Fundamentos de Máquinas Elétricas**. 5ª ed. Porto Alegre: AMGH EDITORA LTDA, 2013.
- ELETRONICS TUTORIALS. **Pulse Width Modulation**, 2017. Disponível em: <<http://www.electronics-tutorials.ws/blog/pulse-width-modulation.html>>. Acesso em: 13 abr. 2017.
- EMBARCADOS, Site. **Configuration Bits do PIC16F877A**, 2017. Disponível em: <<https://www.embarcados.com.br/configuration-bits-do-pic16f877a/>>. Acesso em: 7 nov. 2017.
- FLOYD, Thomas L.. **Sistemas Digitais Fundamentos e Aplicações**. 9ª ed. Porto Alegre: Bookman, 2007.
- HALLIDAY, David; RESNICK, Robert; WALKER, Jearl. **Fundamentos de Física, volume 3: eletromagnetismo**. 8ª ed. Rio de Janeiro: LTC, 2009.
- HANSELMAN, Duane C.. **Brushless Permanent-Magnet Motor Design**. 2ª ed. Ohio: Magna Physics Publishing, 2003.
- JÚNIOR, Vidal Pereira da Silva. **Microcontroladores PIC 16F e 18F – Teoria e Prática**. 1ª ed. São Paulo: Instituto NCB, 2013.
- KOSOW, Irving L.. **Máquinas Elétricas e Transformadores**. 4ª ed. Porto Alegre, Rio de Janeiro: Globo, 1982.
- MOTOR, Golden. **Brushless motors**, 2017. Disponível em: <<https://www.goldenmotor.com/frame-blcdmotor.htm>>. Acesso em: 23 fev. 2017.
- PENIDO, Édilus de Carvalho Castro; TRINDADE, Ronaldo Silva. Microcontroladores. **Rede e-Tec Brasil**. Ouro Preto; v. 1, n. 1, mar. 2013. p. 1-80. Disponível em: <http://estudio01.proj.ufsm.br/cadernos/ifmg/tecnico_automacao_industrial/microcontroladores.pdf>. Acesso em: 28 set. 2017.
- SILVA, Guilherme Goularte da; CORREA, Rodolfo Levien; BATISTA, Flávio Alberto Bardemaker. Desenvolvimento do Barco Solar do IFSC. **Revista Ilha Digital**. Florianópolis; v. 4, n. 4, jan. 2013. p. 91-96. Disponível em: <<http://ilhadigital.florianopolis.ifsc.edu.br/>>. Acesso em: 21 abr. 2017.

TECHNOLOGY, Microchip. **PIC16F87XA**, 2017. Disponível em:
<<http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/39582b.pdf>>. Acesso em: 12 jul. 2017.

YEDAMALE, Padmaraja. Brushless DC (BLDC) Motor Fundamentals. **Microchip Technology Inc.**. Chicago; v. 1, n. 1, jul. 2003. p. 1-20. Disponível em:
<<http://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/00885a.pdf>>. Acesso em: 22 fev. 2017.

APÊNDICE A - Código-Fonte do PIC16F877A

```

// UEA – UNIVERSIDADE DO ESTADO DO AMAZONAS
// EST – ESCOLA SUPERIOR DE TECNOLOGIA
// COORDENAÇÃO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
// TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO II - 2017
// Autor: Israel Félix de Moura Tôrres

unsigned short duty=128;

void main() {
  ADCON0=0x05; //DEFINE RA0 ENTRADA ANALÓGICA
  ADCON1=0x00; //RA1 ENTRADA ANALOGICA DO PWM

  PWM1_Init(10000); //Define
  PWM1_Start();
  PWM1_Set_Duty(duty1);

  PWM2_Init(10000);
  PWM2_Start();
  PWM2_Set_Duty(duty1);

  TRISD.RD0=1; //Input Hall C
  TRISD.RD1=1; //Input Hall B
  TRISD.RD2=1; //Input Hall A
  TRISD.RD3=1; // POWER
  TRISD.RD4=1; //Forward/Reverse

  TRISB.B0=0; //Output B0
  TRISB.B1=0; //Output B1
  TRISB.B2=0; //Output B2
  TRISB.B3=0; //Output B3
  TRISB.B4=0; //Output B4
  TRISB.B5=0; //Output B5

  PORTB=0;

  while(1){

  duty=ADC_Read(0) >> 2;

  PWM1_Set_Duty(duty);
  PWM2_Set_Duty(duty);

  if(PORTD.RD3==1){ //CONTROLADOR LIGADO

    if(PORTD.RD4==1){ //GIRO SENTIDO HORÁRIO
      if((PORTD.RD0==1)&&(PORTD.RD1==0)&&(PORTD.RD2==1)){

```

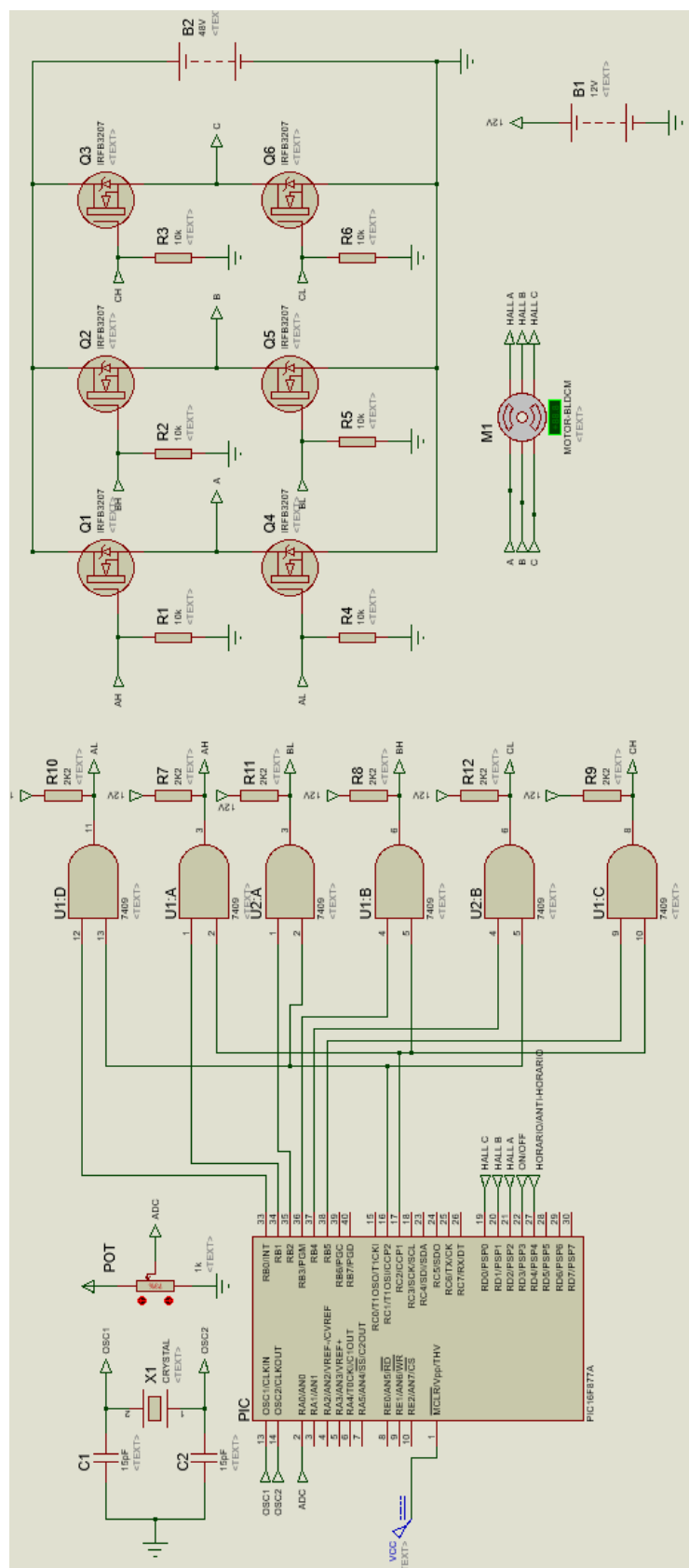
```

    PORTB.B0=0;PORTB.B1=1;PORTB.B2=1;PORTB.B3=0;PORTB.B4=0;PORTB.B5=0;
  }
  if((PORTD.RD0==1)&&(PORTD.RD1==0)&&(PORTD.RD2==0)){
    PORTB.B0=0;PORTB.B1=0;PORTB.B2=1;PORTB.B3=0;PORTB.B4=0;PORTB.B5=1;
  }
  if((PORTD.RD0==1)&&(PORTD.RD1==1)&&(PORTD.RD2==0)){
    PORTB.B0=1;PORTB.B1=0;PORTB.B2=0;PORTB.B3=0;PORTB.B4=0;PORTB.B5=1;
  }
  if((PORTD.RD0==0)&&(PORTD.RD1==1)&&(PORTD.RD2==0)){
    PORTB.B0=1;PORTB.B1=0;PORTB.B2=0;PORTB.B3=1;PORTB.B4=0;PORTB.B5=0;
  }
  if((PORTD.RD0==0)&&(PORTD.RD1==1)&&(PORTD.RD2==1)){
    PORTB.B0=0;PORTB.B1=0;PORTB.B2=0;PORTB.B3=1;PORTB.B4=1;PORTB.B5=0;
  }
  if((PORTD.RD0==0)&&(PORTD.RD1==0)&&(PORTD.RD2==1)){
    PORTB.B0=0;PORTB.B1=1;PORTB.B2=0;PORTB.B3=0;PORTB.B4=1;PORTB.B5=0;
  }
  if((PORTD.RD0==0)&&(PORTD.RD1==0)&&(PORTD.RD2==0)){
    PORTB.B0=0;PORTB.B1=0;PORTB.B2=0;PORTB.B3=0;PORTB.B4=0;PORTB.B5=0;
  }
  if((PORTD.RD0==1)&&(PORTD.RD1==1)&&(PORTD.RD2==1)){
    PORTB.B0=0;PORTB.B1=0;PORTB.B2=0;PORTB.B3=0;PORTB.B4=0;PORTB.B5=0;
  }
}
if(PORTD.RD4==0){ //GIRO SENTIDO ANTI-HORÁRIO
  if((PORTD.RD0==0)&&(PORTD.RD1==0)&&(PORTD.RD2==1)){
    PORTB.B0=1;PORTB.B1=0;PORTB.B2=0;PORTB.B3=0;PORTB.B4=0;PORTB.B5=1;
  }
  if((PORTD.RD0==0)&&(PORTD.RD1==1)&&(PORTD.RD2==0)){
    PORTB.B0=0;PORTB.B1=1;PORTB.B2=1;PORTB.B3=0;PORTB.B4=0;PORTB.B5=0;
  }
  if((PORTD.RD0==0)&&(PORTD.RD1==1)&&(PORTD.RD2==1)){
    PORTB.B0=0;PORTB.B1=0;PORTB.B2=1;PORTB.B3=0;PORTB.B4=0;PORTB.B5=1;
  }
  if((PORTD.RD0==1)&&(PORTD.RD1==0)&&(PORTD.RD2==0)){
    PORTB.B0=0;PORTB.B1=0;PORTB.B2=0;PORTB.B3=1;PORTB.B4=1;PORTB.B5=0;
  }
  if((PORTD.RD0==1)&&(PORTD.RD1==0)&&(PORTD.RD2==1)){
    PORTB.B0=0;PORTB.B1=0;PORTB.B2=0;PORTB.B3=1;PORTB.B4=0;PORTB.B5=1;
  }
  if((PORTD.RD0==1)&&(PORTD.RD1==1)&&(PORTD.RD2==0)){
    PORTB.B0=0;PORTB.B1=1;PORTB.B2=0;PORTB.B3=0;PORTB.B4=1;PORTB.B5=0;
  }
}
}
if(PORTD.RD3==0) { // CONTROLADOR DESLIGADO
  // STOP
  PORTB.B0=0;PORTB.B1=0;PORTB.B2=0;PORTB.B3=0;PORTB.B4=0;PORTB.B5=0;
}
} // END WHILE
} // END MAIN

```

APÊNDICE B - Esquema elétrico do Controlador do Motor BLDC

Figura 50 - Esquema elétrico do controlador do motor BLDC



Fonte: Próprio autor

ANEXO A - Tese dinâmico

Dynamic Test

company: GOLDEN MOTOR
 Type: HPM48-5000 rated U: 48 V
 No. : G20130514008 rated I: 120 A
 Operator: 001 rated P. : 5000 W
 Date: 2013-5-14 rated N: 3500 RPM

Items NO.	voltage V	current A	P. input W	P. factor PF	frequency Hz	torque mN.m	rotate rpm	P. output W	efficiency %
1	47.99	8.177	392.41	1.000	0.00	360.0	4389	165.45	42.2
2	47.98	8.538	409.70	1.000	0.00	242.5	4384	111.32	27.2
3	47.98	9.967	478.17	1.000	0.00	102.5	4369	46.89	9.8
4	47.95	13.222	633.99	1.000	0.00	577.5	4335	262.14	41.4
5	47.91	18.686	895.30	1.000	0.00	1412.5	4279	632.89	70.7
6	47.86	26.320	1259.60	1.000	0.00	2415.0	4204	1063.11	84.4
7	47.80	35.715	1707.06	1.000	0.00	3552.5	4116	1531.11	89.7
8	47.72	46.523	2219.96	1.000	0.00	4812.5	4021	2026.29	91.3
9	47.63	58.475	2785.48	1.000	0.00	6182.5	3923	2539.68	91.2
10	47.55	71.460	3397.57	1.000	0.00	7680.0	3826	3076.83	90.6
11	47.46	85.414	4053.55	1.000	0.00	9262.5	3734	3621.59	89.3
12	47.38	100.283	4751.16	1.000	0.00	10920.0	3647	4170.18	87.8
13	47.40	116.273	5511.32	1.000	0.00	12647.5	3573	4731.89	85.9
14	47.41	132.690	6291.16	1.000	0.00	14387.5	3501	5274.41	83.8
15	47.39	149.915	7104.47	1.000	0.00	16157.5	3429	5801.47	81.7
16	47.37	167.085	7915.23	1.000	0.00	17950.0	3350	6296.60	79.5
17	47.33	174.525	8260.27	1.000	0.00	19495.0	3206	6544.60	79.2
18	47.33	174.870	8277.47	1.000	0.00	20797.5	2994	6520.18	78.8
19	47.34	175.082	8287.97	1.000	0.00	21697.5	2827	6422.91	77.5
20	47.33	175.240	8294.11	1.000	0.00	22292.5	2705	6314.26	76.1
21	47.34	175.500	8309.05	1.000	0.00	22735.0	2625	6249.15	75.2
22	47.39	175.840	8333.50	1.000	0.00	23087.5	2563	6196.15	74.3
23	47.40	175.953	8339.27	1.000	0.00	23382.5	2512	6150.45	73.8
24	47.41	176.173	8352.78	1.000	0.00	23657.5	2466	6108.84	73.1
25	47.42	176.292	8360.23	1.000	0.00	23887.5	2427	6070.68	72.6
26	47.42	176.430	8367.19	1.000	0.00	24122.5	2388	6031.89	72.1

Client :

P: 1

ANEXO B - Datasheet IRFS3207

International
IR Rectifier

PD - 96893C
IRFB3207
IRFS3207
IRFSL3207

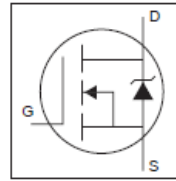
Applications

- High Efficiency Synchronous Rectification in SMPS
- Uninterruptible Power Supply
- High Speed Power Switching
- Hard Switched and High Frequency Circuits

Benefits

- Worldwide Best $R_{DS(on)}$ in TO-220
- Improved Gate, Avalanche and Dynamic dV/dt Ruggedness
- Fully Characterized Capacitance and Avalanche SOA
- Enhanced body diode dV/dt and dI/dt Capability

HEXFET® Power MOSFET



V_{DSS}		75V
$R_{DS(on)}$	typ.	3.6mΩ
	max.	4.5mΩ
I_D		180A

**Absolute Maximum Ratings**

Symbol	Parameter	Max.	Units
$I_D @ T_C = 25^\circ\text{C}$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10\text{V}$	180 ^①	A
$I_D @ T_C = 100^\circ\text{C}$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10\text{V}$	130 ^①	
I_{DM}	Pulsed Drain Current ^②	720	
$P_D @ T_C = 25^\circ\text{C}$	Maximum Power Dissipation	330	W
	Linear Derating Factor	2.2	W/°C
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	± 20	V
dV/dt	Peak Diode Recovery ^④	5.8	V/ns
T_J	Operating Junction and Storage Temperature Range	-55 to + 175	°C
T_{STG}			
	Soldering Temperature, for 10 seconds (1.6mm from case)	300	
	Mounting torque, 6-32 or M3 screw	10lb-in (1.1N-m)	

Avalanche Characteristics

E_{AS} (Thermally limited)	Single Pulse Avalanche Energy ^③	910	mJ
I_{AR}	Avalanche Current ^①	See Fig. 14, 15, 16a, 16b,	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy ^⑤		mJ

Thermal Resistance

Symbol	Parameter	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case ^⑥	—	0.45	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat Greased Surface, TO-220	0.50	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient, TO-220 ^⑥	—	62	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient (PCB Mount), D²Pak ^{⑥ ⑦}	—	40	

IRF/B/S/SL3207

International
IR RectifierStatic @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
$V_{(BR)DSS}$	Drain-to-Source Breakdown Voltage	75	—	—	V	$V_{GS} = 0V, I_D = 250\mu A$
$\Delta V_{(BR)DSS}/\Delta T_J$	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	0.069	—	V/ $^\circ\text{C}$	Reference to $25^\circ\text{C}, I_D = 1mA$ ②
$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	3.6	4.5	m Ω	$V_{GS} = 10V, I_D = 75A$ ③
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	2.0	—	4.0	V	$V_{DS} = V_{GS}, I_D = 250\mu A$
I_{DSS}	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	20	μA	$V_{DS} = 75V, V_{GS} = 0V$
		—	—	250		$V_{DS} = 75V, V_{GS} = 0V, T_J = 125^\circ\text{C}$
I_{GSS}	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	200	nA	$V_{GS} = 20V$
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-200		$V_{GS} = -20V$
R_G	Gate Input Resistance	—	1.2	—	Ω	$f = 1MHz, \text{open drain}$

Dynamic @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
g_{fs}	Forward Transconductance	150	—	—	S	$V_{DS} = 50V, I_D = 75A$
Q_g	Total Gate Charge	—	180	260	nC	$I_D = 75A$
Q_{gs}	Gate-to-Source Charge	—	48	—		$V_{DS} = 60V$
Q_{gd}	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	68	—		$V_{GS} = 10V$ ③
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	29	—	ns	$V_{DD} = 48V$
t_r	Rise Time	—	120	—		$I_D = 75A$
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	68	—		$R_G = 2.6\Omega$
t_f	Fall Time	—	74	—		$V_{GS} = 10V$ ③
C_{iss}	Input Capacitance	—	7600	—	pF	$V_{GS} = 0V$
C_{oss}	Output Capacitance	—	710	—		$V_{DS} = 50V$
C_{rss}	Reverse Transfer Capacitance	—	390	—		$f = 1.0MHz$
$C_{oss \text{ eff. (ER)}}$	Effective Output Capacitance (Energy Related)	—	920	—		$V_{GS} = 0V, V_{DS} = 0V \text{ to } 60V$ ④, See Fig.11
$C_{oss \text{ eff. (TR)}}$	Effective Output Capacitance (Time Related) ⑤	—	1010	—		$V_{GS} = 0V, V_{DS} = 0V \text{ to } 60V$ ④, See Fig. 5

Diode Characteristics

Symbol	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
I_S	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	180 ①	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode.
I_{SM}	Pulsed Source Current (Body Diode) ② ③	—	—	720		
V_{SD}	Diode Forward Voltage	—	—	1.3	V	$T_J = 25^\circ\text{C}, I_S = 75A, V_{GS} = 0V$ ③
t_{rr}	Reverse Recovery Time	—	42	63	ns	$T_J = 25^\circ\text{C}$ $T_J = 125^\circ\text{C}$ $V_R = 64V,$ $I_F = 75A$
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge	—	65	98	nC	$T_J = 25^\circ\text{C}$ $T_J = 125^\circ\text{C}$ $di/dt = 100A/\mu s$ ③
I_{RRM}	Reverse Recovery Current	—	2.6	—	A	$T_J = 25^\circ\text{C}$
t_{on}	Forward Turn-On Time	Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by LS+LD)				

Notes:

- ① Calculated continuous current based on maximum allowable junction temperature. Package limitation current is 75A
- ② Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature.
- ③ Limited by T_{Jmax} , starting $T_J = 25^\circ\text{C}, L = 0.33mH$
 $R_G = 25\Omega, I_{AS} = 75A, V_{GS} = 10V$. Part not recommended for use above this value.
- ④ $I_{SD} \leq 75A, di/dt \leq 500A/\mu s, V_{DD} \leq V_{(BR)DSS}, T_J \leq 175^\circ\text{C}$.
- ⑤ Pulse width $\leq 400\mu s$; duty cycle $\leq 2\%$.
- ⑥ $C_{oss \text{ eff. (TR)}}$ is a fixed capacitance that gives the same charging time as C_{oss} while V_{DS} is rising from 0 to 80% V_{DSS} .
- ⑦ $C_{oss \text{ eff. (ER)}}$ is a fixed capacitance that gives the same energy as C_{oss} while V_{DS} is rising from 0 to 80% V_{DSS} .
- ⑧ When mounted on 1" square PCB (FR-4 or G-10 Material). For recommended footprint and soldering techniques refer to application note #AN-994.
- ⑨ R_θ is measured at T_J approximately 90°C

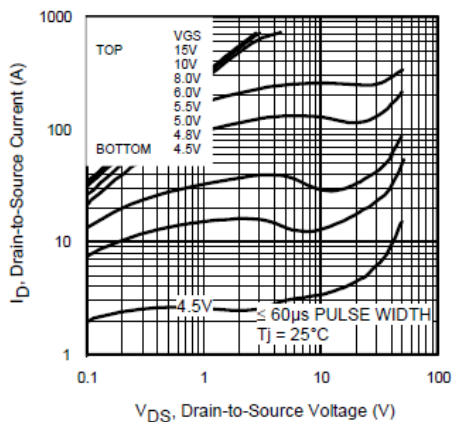


Fig 1. Typical Output Characteristics

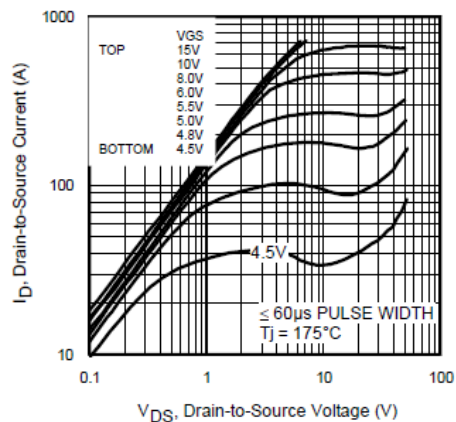


Fig 2. Typical Output Characteristics

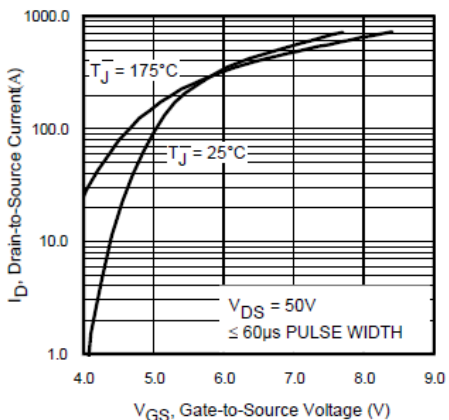


Fig 3. Typical Transfer Characteristics

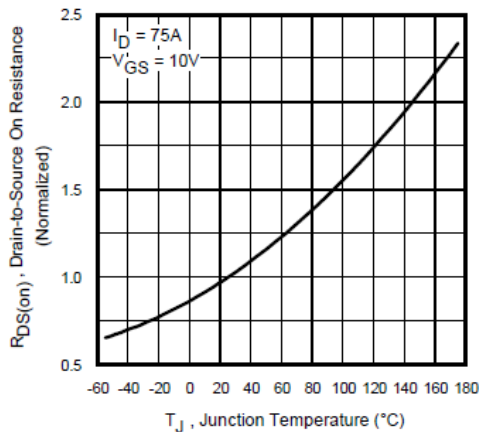


Fig 4. Normalized On-Resistance vs. Temperature

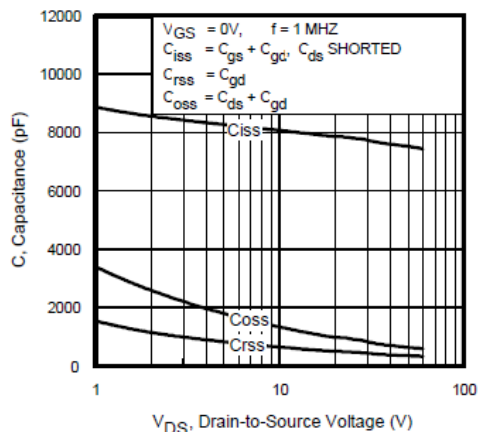


Fig 5. Typical Capacitance vs. Drain-to-Source Voltage
www.irf.com

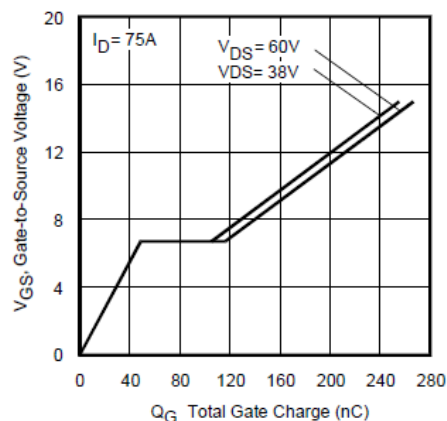


Fig 6. Typical Gate Charge vs. Gate-to-Source Voltage

ANEXO C - Datasheet 74LS09



August 1986
Revised March 2000

DM74LS09
Quad 2-Input AND Gates with Open-Collector Outputs

General Description

This device contains four independent gates each of which performs the logic AND function. The open-collector outputs require external pull-up resistors for proper logical operation.

Pull-Up Resistor Equations

$$R_{MAX} = \frac{V_{CC} (Min) - V_{OH}}{N_1 (I_{OH}) + N_2 (I_{IH})}$$

$$R_{MIN} = \frac{V_{CC} (Max) - V_{OL}}{I_{OL} - N_3 (I_{IL})}$$

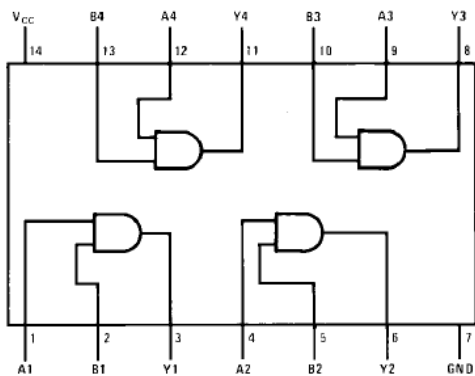
Where: $N_1 (I_{OH})$ = total maximum output high current for all outputs tied to pull-up resistor
 $N_2 (I_{IH})$ = total maximum input high current for all inputs tied to pull-up resistor
 $N_3 (I_{IL})$ = total maximum input low current for all inputs tied to pull-up resistor

Ordering Code:

Order Number	Package Number	Package Description
DM74LS09M	M14A	14-Lead Small Outline Integrated Circuit (SOIC), JEDEC MS-120, 0.150 Narrow
DM74LS09N	N14A	14-Lead Plastic Dual-In-Line Package (PDIP), JEDEC MS-001, 0.300 Wide

Devices also available in Tape and Reel.

Connection Diagram



Function Table

$Y = AB$

Inputs		Output
A	B	Y
L	L	L
L	H	L
H	L	L
H	H	H

H = HIGH Logic Level
L = LOW Logic Level

DM74LS09 Quad 2-Input AND Gates with Open-Collector Outputs

Absolute Maximum Ratings(Note 1)

Supply Voltage	7V
Input Voltage	7V
Output Voltage	7V
Operating Free Air Temperature Range	0°C to +70°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C

Note 1: The "Absolute Maximum Ratings" are those values beyond which the safety of the device cannot be guaranteed. The device should not be operated at these limits. The parametric values defined in the Electrical Characteristics tables are not guaranteed at the absolute maximum ratings. The "Recommended Operating Conditions" table will define the conditions for actual device operation.

Recommended Operating Conditions

Symbol	Parameter	Min	Nom	Max	Units
V _{CC}	Supply Voltage	4.75	5	5.25	V
V _{IH}	HIGH Level Input Voltage	2			V
V _{IL}	LOW Level Input Voltage			0.8	V
V _{OH}	HIGH Level Output Voltage			5.5	V
I _{OL}	LOW Level Output Current			8	mA
T _A	Free Air Operating Temperature	0		70	°C

Electrical Characteristics

over recommended operating free air temperature range (unless otherwise noted)

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ (Note 2)	Max	Units
V _I	Input Clamp Voltage	V _{CC} = Min, I _I = -18 mA			-1.5	V
I _{CEX}	HIGH Level Output Current	V _{CC} = Min, V _O = 5.5V V _{IH} = Min			100	μA
V _{OL}	LOW Level Output Voltage	V _{CC} = Min, I _{OL} = Max V _{IL} = Max		0.35	0.5	V
		I _{OL} = 4 mA, V _{CC} = Min		0.25	0.4	
I _I	Input Current @ Max Input Voltage	V _{CC} = Max, V _I = 7V			0.1	mA
I _{IH}	HIGH Level Input Current	V _{CC} = Max, V _I = 2.7V			20	μA
I _{IL}	LOW Level Input Current	V _{CC} = Max, V _I = 0.4V			-0.36	mA
I _{CCH}	Supply Current with Outputs HIGH	V _{CC} = Max		2.4	4.8	mA
I _{CCL}	Supply Current with Outputs LOW	V _{CC} = Max		4.4	8.8	mA

Note 2: All typicals are at V_{CC} = 5V, T_A = 25°C.

Switching Characteristics

at V_{CC} = 5V and T_A = 25°C

Symbol	Parameter	R _L = 2 kΩ				Units
		C _L = 15 pF		C _L = 50 pF		
		Min	Max	Min	Max	
t _{PLH}	Propagation Delay Time LOW-to-HIGH Level Output	5	20	8	45	ns
t _{PHL}	Propagation Delay Time HIGH-to-LOW Level Output	4	15	6	27	ns