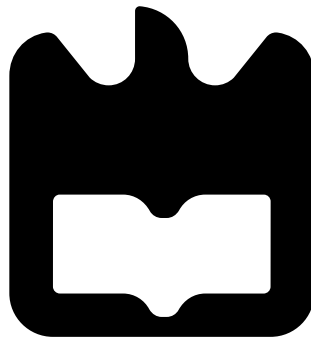




**Jaime Manuel
da Silva Pereira**

**Sistema de motorização eléctrico para o veículo
Hammershark**





**Jaime Manuel
da Silva Pereira**

**Sistema de motorização eléctrica para o veículo
Hammershark**

Dissertação apresentada à Universidade de Aveiro para cumprimento dos requisitos necessários à obtenção do grau de Mestre em Engenharia Electrónica e Telecomunicações, realizada sob a orientação científica do Dr. Bernardo Cunha e co-orientação científica do Dr. Rui Escadas, Professores auxiliares do Departamento de Electrónica Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro

O Júri / the jury

presidente / president

Prof. Dr. José Luís Costa Pinto de Azevedo

Professor Auxiliar do Departamento de Electrónica Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro

vogais / examiners committee

Prof. Dr. Vitor Manuel Ferreira dos Santos

Professor Associado do Departamento de Engenharia Mecânica da Universidade de Aveiro

Prof. Dr. Manuel Bernardo Salvador Cunha

Professor Auxiliar do Departamento de Electrónica Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro

Agradecimentos / Acknowledgements

Durante todo o meu percurso académico foram várias as pessoas que conheci e que marcaram de forma muito positiva esta feliz passagem por esta academia e por este departamento. Aos meus amigos, companheiros e colegas de estudo agradeço imenso todo o apoio, todas as alegrias e toda a cumplicidade que nos uniu e desejo-lhes também um óptimo futuro. Aproveito também este espaço para agradecer aos professores Manuel Bernardo Cunha, Rui Escadas, José Luís Azevedo, Paulo Pedreiras, António Melo, Dinis Santos e Alexandre Mota, por todo o conhecimento que me transmitiram, pelo grande exemplo e excelentes pessoas que são e pela amizade criada. Um enorme muito obrigado também ao Sr. José Simões por toda a sua amizade, generosidade e partilha de conhecimento. Agradeço ao Engenheiro João Lopes, pois sem o seu enorme contributo o meu sonho de ingressar neste curso não teria sido possível. Por último e mais importante agradeço a toda a minha família e namorada, por me darem a oportunidade, por terem sempre acreditado em mim e por todo o apoio e compreensão nos momentos difíceis.

Palavras-Chave

Motor, BLDC, Trapezoidal, Sinusoidal, Eficiência

Resumo

O presente texto descreve o trabalho desenvolvido na realização do sistema de motorização eléctrico para o veículo Hammershark da Universidade de Aveiro. Como principal objectivo tem-se o desenvolvimento do controlador electrónico para o(s) motor(es). O controlador, juntamente com o motor constituem o sistema de motorização eléctrico do veículo. O projecto desenvolvido deverá possuir a máxima eficiência possível e visa uma futura participação na competição Shell Eco-marathon na classe de veículos eléctricos a bateria. No início deste projecto, teve lugar um estudo sobre motores eléctricos e um levantamento sobre o estado da arte dos mesmos e de alguns veículos eléctricos actuais, de modo a permitir conhecer quais as tecnologias mais recentemente envolvidas, quais as mais eficientes e vantajosas para o desenvolvimento do controlador. Foi também efectuado um estudo sobre os diferentes sistemas e tipos de controlo de motores eléctricos, de maneira a que fosse possível definir uma arquitectura de acordo com os requisitos tecnológicos necessários e que permitisse providenciar a máxima eficiência possível. Os controladores desenvolvidos foram testados e os bons resultados alcançados serão descritos no decorrer do documento.

Keywords

Motor, BLDC, Trapezoidal, Sinusoidal, Efficiency

Abstract

This dissertation describes the work developed on the Hammershark vehicle traction system. The main goal is to create the electronic controller for the motors. The controller, together with the motor, transmission and wheel, constitute the electrical traction system of the vehicle. The project developed should have the maximum possible efficiency and aims to a future participation in Shell Eco-marathon competition in the class of battery electric vehicles. At the beginning of this project, it took place a study about electric motors and electric vehicles and about the state of the art of them, to allow to know which technologies are involved more recently and which ones are the most efficient and beneficial for the development of the controller. Also, a study was made on different types of control systems of electric motors, so that it was possible to define an architecture according to the technological requirements necessary to provide the maximum efficiency possible. The developed controllers were tested and the good results achieved are described throughout the document.

Conteúdo

Conteúdo	i
Lista de Figuras	iii
Lista de Tabelas	v
Acrónimos	ii
1 Introdução	1
1.1 Enquadramento	1
1.2 Motivações e objectivos	2
1.3 Aplicações	3
1.4 Estrutura do documento	3
2 Estado da Arte	5
2.1 Eficiência energética em motores eléctricos	5
Motores Eléctricos	5
Eficiência entre motores <i>Brushless</i> e <i>Brushed</i> DC	8
2.1.1 Funcionamento e técnicas de controlo dos motores BLDC	11
Controlo Trapezoidal	12
Controlo Sinusoidal	14
3 Arquitectura	17
3.1 O motor	17
3.2 Controlador	19
Entradas	20
Microcontrolador	20
Driver	20
Ponte H	20
Feedback de corrente e sensores de Hall	21
3.3 Algoritmos de Controlo	22
3.4 Variável de controlo	23
4 Implementação e Protótipo	25
4.1 Selecção de componentes	25
4.1.1 Reguladores de Tensão	25
4.1.2 Microcontrolador	26

4.1.3	Driver	27
4.1.4	Ponte H	28
4.1.5	Transceiver CAN	29
4.1.6	Sensor de corrente	29
4.1.7	Electrónica adicional e software	31
4.2	Montagem do setup	32
4.3	Primeiros testes	35
	Testes eléctricos	36
4.4	Versão final do controlador	37
4.5	Testes ao controlador final	39
5	Resultados	41
5.1	Testes ao protótipo	41
	Condições de operação:	41
5.1.1	Testes ao circuito de Drive	43
5.1.2	Testes à frequência de operação	44
5.1.3	Testes à frequência do PWM	45
5.2	Testes ao controlador em PCB	45
5.2.1	Testes à electrónica de controlo - Ponte H não alimentada	46
5.2.2	Testes à electrónica de controlo e de potência	47
5.2.3	Testes à corrente máxima admissível	47
5.2.4	Aproximação ao cálculo da eficiência energética do controlador	48
6	Conclusões e trabalho futuro	51
6.1	Conclusões	51
6.2	Trabalho Futuro	52
	Apêndice A Arquitectura	53
A.1	Veículo Hammershark	53
A.2	Cálculos para escolha do motor	54
A.3	Características do motor	55
	Apêndice B Implementação e Protótipo	57
B.1	Esquemático do controlador	57
B.2	Especificações eléctricas	61
	Bibliografia	67

Lista de Figuras

1.1	(a) Ícaro. (b) Hammershark.	2
2.1	(a) Motor DC com escovas real. (b) Constituintes do motor DC	6
2.2	Padrão da corrente na comutação para dois tipos de escovas	7
2.3	Tipos de motor BLDC	7
2.4	Anatomia de um motor BLDC com rotor interno	8
2.5	Tipos de conexão dos enrolamentos do indutor no motor 3-phase	11
2.6	Comutação com recurso a sensores de Hall	12
2.7	Comutação sem recurso a sensores	13
2.8	Torque ripple	13
2.9	Contagem de ciclos PWM	14
2.10	Modulação PWM para obter sinusóide	15
2.11	Correntes do controlo sinusoidal e trapezoidal	15
3.1	Eficiência de uma caixa de redução	19
3.2	Arquitectura do controlador	19
3.3	Ponte H em Curto-circuito	21
3.4	Diagrama exemplo do hardware	22
3.5	Tipos de controlo	23
3.6	Controlo: (a) Velocidade, (b) Torque, (c) Velocidade e Torque	24
4.1	Drive com optocouplers	28
4.2	Medição da corrente no Low-side e High-side respectivamente	29
4.3	Sensor de corrente por efeito de Hall - CSLT6B100	30
4.4	Características eléctricas do sensor CSLT6B100	31
4.5	Módulo MM232R	31
4.6	ICD3 e PICKit3	31
4.7	Adaptador e microcontrolador	32
4.8	Testes com FAN7888	33
4.9	Testes com optocouplers ACPL-H342 e reguladores VBT1-S5-S12-SMT	33
4.10	Ponte H de três fases realizada para testes	34
4.11	Setup final completo	34
4.12	Quadro resumo	35
4.13	Diagrama de blocos da máquina de estados implementada	36
4.14	(a) Projecto - Top (b) Projecto - Bottom	37
4.15	(a) PCB - Top (b) PCB - Bottom	38
4.16	(a) PCB Final - Top (b) PCB Final - Bottom	38

5.1	Informação dos sensores e corrente do motor	41
5.2	Sinais respeitantes ao enrolamento A do motor	42
5.3	Sinais respeitantes ao enrolamento B do motor	42
5.4	Sinais respeitantes ao enrolamento C do motor	43
5.5	Controlo Trapezoidal: Formas de onda de corrente	43
5.6	Detecção da velocidade	46
5.7	Detecção da corrente pelo sensor de Hall	46
5.8	Teste de corrente máxima	48
5.9	Medidas efectuadas	48
A.1	Modelo do veículo Hammershark	53
A.2	Resposta do(s) motor(es) na fase de arranque	55

Lista de Tabelas

2.1	BLDC vs Brushed DC	9
2.2	Comparação entre dois motores Maxon Motor	10
3.1	Características do motor EC-45 13207	18
4.1	Características dos reguladores	26
4.2	Características do circuito FAN7888MX	27
5.1	Resultados dos circuitos de Drive	44
5.2	Variação da frequência de operação	44
5.3	Variação da frequência do PWM	45
5.4	Consumo potência da electrónica de controlo	47
5.5	Consumo de potência global do sistema	47

Acrónimos

BLDC Brushless DC

AC Alternating Current

DC Direct current

MPGE Miles per galon equivalent

ECM Electronically commutated motor

BEMF Back Electromotive Force

CEMF Counter Electromotive Force

SVM Space Vector Modulation

PWM Pulse Width Modulation

DSC Digital Signal Controller

PCB Printed Circuit Board

MOSFET Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor

BJT Bipolar Junction Transistor

IGBT Insulated Gate Bipolar Transistor

Capítulo 1

Introdução

1.1 Enquadramento

A competição Shell eco-marathon remonta ao ano de 1939, quando dois cientistas de investigação americanos pertencentes à *Shell Oil Company* decidiram criar uma competição amigável entre si, sobre quem conseguiria viajar maior distância com a mesma quantidade de combustível[1], nomeadamente um litro. Nos dias de hoje, essa competição tornou-se num desafio mundial, atraindo milhares de estudantes que participam com os seus veículos no evento distribuído em três localizações por todo o mundo, América, Ásia e Europa.

Actualmente existem duas classes nas quais se pode competir, são elas a Prototype e UrbanConcept. Na vertente prototype o factor máxima eficiência é o mais tido em conta, enquanto que na vertente UrbanConcept é encorajado um desenho mais prático e mais próximo dos veículos comerciais para o uso diário. No entanto, em ambas as classes, as equipas podem optar por participar nas várias categorias que incluem soluções a motor de combustão interna, que engloba as soluções de tecnologia híbrida e combustíveis alternativos, ou soluções de propulsão eléctrica com ou sem recurso a energia solar.

O projecto Ícaro teve início na Universidade de Aveiro através de uma equipa multidisciplinar com elementos de vários departamentos. Contou também com apoios de outras faculdades, nomeadamente no que toca ao design. Esta equipa teve a sua primeira participação na competição Shell Eco-marathon no ano de 1998, com um veículo movido a motor de combustão interna de 1.5 cavalos, tendo alcançado a marca de 205,7 km/l no que toca a consumos de combustível. Este resultado valeu a 101ª posição entre 164 concorrentes. No entanto, este veículo mereceu um honroso primeiro lugar na categoria de design [2]. Alguns dos resultados mais importantes foram no ano de 2000 onde conquistou a marca de 510 km/l, batendo o seu record e galardoado com o prémio de comunicação internacional [3].

Neste projecto e como consequência da evolução tecnológica e também do design, o veículo sofreu alterações tendo-se decidido criar o Hammershark. Este foi criado com o fim de ter uma estrutura mais robusta e ao mesmo tempo mais leve, utilizando a fibra de carbono e com possibilidade de contemplar soluções a motor de combustão ou a propulsão eléctrica. Além da sua versatilidade, o seu design é ao mesmo tempo mais atraente e aerodinâmico.



Figura 1.1: (a) Ícaro. (b) Hammershark.

1.2 Motivações e objectivos

Nos dias que correm, a natureza, o ambiente que nos rodeia e o ar que respiramos merecem toda a nossa atenção e preocupação. Os conceitos de responsabilidade social e de desenvolvimento sustentável deveriam fazer parte do quotidiano de cada um, na medida em que se deve fazer um uso razoável dos recursos naturais existentes e permitindo que o futuro das gerações seguintes não seja comprometido. Novas alternativas aos combustíveis fósseis na locomoção são essenciais. Por isto, aliado ao enorme e profundo gosto por mecânica, o desenvolvimento de ideias e produtos cada vez mais eficientes energeticamente e que traduzam menos impacto ambiental, são o motivo da realização desta dissertação.

Em Maio de 2013, realizou-se em Roterdão na Holanda a Shell Eco-marathon Europe. A pista *Ahoy circuit* acolheu as equipas distribuídas pelas várias instituições europeias. Esta competição teve como objectivo completar dez voltas à pista, cerca de 16 km, em menos de trinta e nove minutos, o que perfaz uma média de 25 km/h. A equipa campeã da classe Prototype foi a SCS Pasquet da França, tendo alcançado, na vertente de propulsão eléctrica a bateria, o brilhante resultado de 1224.1 km/kWh [4]. Estes resultados traduzem um aumento da autonomia de quase o dobro relativamente ao ano de 2012, em que a equipa Lausitz Dynamics, alcançou o primeiro lugar com a marca de 732.3 km/kWh [5]. Já na classe UrbanConcept 2013, também na vertente de propulsão eléctrica a bateria, a equipa electricar solution da França ficou também em primeiro lugar como já o havia feito em 2012, com o resultado de 376.2 km/kWh [6].

O sistema de motorização eléctrica engloba um motor eléctrico previamente adquirido e um controlador electrónico e deverá possuir a máxima eficiência possível de forma a poder competir com os resultados referidos anteriormente. Posto isto, o principal objectivo desta dissertação é a criação de um primeiro protótipo do controlador electrónico do motor, para a qual é necessária uma identificação dos requisitos eléctricos face aos requisitos mecânicos e um estudo sobre o impacto dos diversos tipos de controlo do motor na eficiência global do sistema. O controlador deverá possuir interface CAN com o veículo, pelo que o desenvolvimento das bibliotecas CAN necessárias à comunicação não pertencem ao âmbito desta dissertação. É necessário também salientar que o sistema mecânico responsável pelo acoplamento do motor à roda motriz não se insere também no âmbito desta dissertação.

A criação de um primeiro protótipo eficiente do referido controlador é, portanto, o prin-

principal objectivo deste texto e visa uma futura participação na classe de *Prototype Electric* da maratona, a fim de testar em ambiente de competição o sistema desenvolvido assim como de dar a conhecer o trabalho levado a cabo por docentes e alunos da Universidade de Aveiro.

1.3 Aplicações

A forma como se tornou possível converter energia eléctrica em energia mecânica, de forma eficiente e ausente da combustão de combustíveis revolucionou e continua a ter um impacto cada vez maior no mundo actual. A versatilidade, facilidade do controlo e os seus diferentes tipos, fazem com que o motor eléctrico se encontre cada vez mais em inúmeras aplicações, em detrimento de outro tipo de motor. Na indústria automóvel, o motor eléctrico começa a ter um impacto enorme no que concerne à não utilização de combustíveis. Previamente já eram utilizados motores eléctricos em alguns sistemas como a injeção electrónica de combustível, sistemas de direcção eléctrica, ar condicionado, tacógrafos e para os sistemas de abertura e limpeza dos vidros. No entanto, muitas companhias têm evoluído no sentido de criar veículos eléctricos e híbridos onde o motor eléctrico passa a desempenhar o papel principal na locomoção.

O motor eléctrico pode ser encontrado em muitas outras aplicações deste a maquinaria e equipamento industrial, na engenharia aeroespacial, em sistemas de produção de energia eléctrica onde actuam como geradores até aplicações para o consumidor. São também bastante usados no que toca a sistemas de posicionamento, tanto a nível de câmeras de segurança, como de iluminação, assim como de antenas para comunicação rádio. A área da robótica é uma das aplicações onde o uso dos motores eléctricos se tornou imprescindível. Diversos tipos de robots usam vários tipos de motores consoante o fim a que se destinam. É também frequente encontrar-se actualmente robots ou equipamentos robóticos para uso na área médica. São eles os robots usados para procedimentos cirúrgicos assim como algumas próteses robóticas/biónicas controladas por estímulos nervosos/cerebrais e microcontroladores. Esta última área merece especial atenção e dedicação uma vez que representa um avanço na melhoria da qualidade de vida mundial. Não menos importante é a área em que se insere este documento, onde o desenvolvimento de sistemas de motorização que primam pela não poluição e pela transformação eficiente de energia deveriam também representar uma aplicação com especial atenção por parte de toda a indústria mundial.

1.4 Estrutura do documento

Este documento está dividido em seis capítulos, cada um traduzindo diferentes etapas do desenvolvimento do sistema de motorização eléctrico.

Capítulo 2 O capítulo dois traduz o levantamento do estado da arte relativo aos principais aspectos da transformação eficiente da energia eléctrica em energia mecânica. É também feita uma análise sobre os motores BLDC e sobre as técnicas de controlo dos mesmos de modo a maximizar a sua performance e eficiência energética.

Capítulo 3 O capítulo três representa o trabalho e preparação necessários para o início do projecto. A percepção e entendimento do problema, o levantamento de requisitos, a definição de uma arquitectura e implementação da mesma são alguns dos pontos fulcrais aqui mencionados.

Capítulo 4 No capítulo quatro é apresentado todo o processo de desenvolvimento de um protótipo do controlador realizado em laboratório, assim como da sua realização em circuito impresso. Por fim são descritos também os algoritmos de controlo testados bem como os testes efectuados

Capítulo 5 O capítulo cinco apresenta os resultados obtidos nos testes efectuados, tanto para o protótipo como para a versão final do controlador realizada em circuito impresso.

Capítulo 6 O capítulo seis descreve as conclusões retiradas deste projecto. Este capítulo reserva ainda uma última análise sobre o possível trabalho a desenvolver futuramente, no que toca ao melhoramento do desempenho e eficiência tanto do controlador, como do veículo Hammershark.

Apêndices Nos apêndices consta informação técnica relevante de alguns componentes utilizados e algumas especificações do veículo Hammershark. São apresentados também alguns cálculos necessários ao projecto e as especificações técnicas e eléctricas do controlador desenvolvido.

Capítulo 2

Estado da Arte

2.1 Eficiência energética em motores eléctricos

A capacidade de transformar um tipo de energia em outros tipos de energia, de modo a satisfazer certos requerimentos desempenha desde sempre um papel fundamental na sociedade. Grandes revoluções na história surgiram com a possibilidade de transformar energia térmica ou química em energia mecânica ou eléctrica e vice-versa. Porém, actualmente, o maior esforço e atenção é na pesquisa e desenvolvimento de dispositivos e máquinas capazes de o fazer de maneira cada vez mais eficiente, embora continuem os estudos e a procura por novas fontes de energia.

Eficiência, do latim *efficientia*, é a qualidade relativa a algo que produz realmente o efeito desejado [7]. Em termos tecnológicos, o termo eficiência ou rendimento é uma medida da relação que existe entre a energia fornecida a um sistema e a energia útil utilizada pelo mesmo. É um factor primordial na avaliação da qualidade dos mesmos sistemas e pode ser expressa pela seguinte relação:

$$\text{Eficiência}(\eta) = \frac{\text{Potência útil}}{\text{Potência Fornecida}} \quad (2.1)$$

Segundo a primeira lei da termodinâmica ou lei da conservação da energia, num sistema fechado a eficiência nunca pode exceder os 100%, assim como não pode haver consumo ou perda de energia, mas sim transformação da mesma. É aqui que entra o conceito de potência útil. Como exemplo tem-se um motor eléctrico, onde energia eléctrica é transformada em energia mecânica através de indução magnética. Neste tipo de sistema, há inúmeras causas de perdas energéticas que condicionam a eficiência do motor. São elas as perdas eléctricas, magnéticas térmicas e mecânicas. A potência útil não é nada mais senão o resultado da subtracção da energia dissipada devido às perdas, à potência que é fornecida ao sistema. Para melhor entender estes conceitos é necessária uma mais profunda abordagem sobre motores eléctricos.

Motores Eléctricos

Os motores eléctricos dividem-se em duas grandes categorias de acordo com o tipo de alimentação fornecida. São denominados motores AC, aqueles que são alimentados por uma tensão/corrente alternada. São denominados motores DC aqueles que são alimentados por uma tensão/corrente contínua. Sendo que o objectivo do sistema de motorização eléctrico,

descrito por este texto, é respeitante à participação do Hammershark na vertente de *Prototype Battery Electric*, este será portanto alimentado a bateria, pelo que, neste documento, dar-se-à apenas enfoque aos motores DC. Os motores DC são constituídos por uma parte móvel denominada armadura, induzido ou rotor, formado por enrolamentos e um núcleo ferromagnético ou por ímãs permanentes e é responsável por fazer girar o veio do motor. Possuem também uma parte fixa denominada estator ou indutor que pode ser constituído por ímãs permanentes ou enrolamentos. Consoante o tipo de motor DC, este poderá apresentar ou não um circuito comutador no induzido, denominado colector, que actua como um rectificador mecânico. Este circuito é constituído por pares de lâminas, isoladas umas das outras, que estão ligadas directamente aos enrolamentos do induzido e é responsável por inverter o sentido da corrente nos mesmos, criando pares de pólos que interagem magneticamente com o indutor [8]. Dada a possibilidade de o motor possuir ou não colector, esta característica gera o aparecimento de duas categorias:

Brushed DC Motor: ou motor DC com escovas, são motores que possuem o colector no induzido. A transferência de energia eléctrica para as lâminas do colector é efectuada através de escovas. A comutação é portanto realizada mecanicamente.

A figura 2.1 ilustra os constituintes e a anatomia de um motor DC com escovas tradicional, onde o estator é constituído por ímãs permanentes.

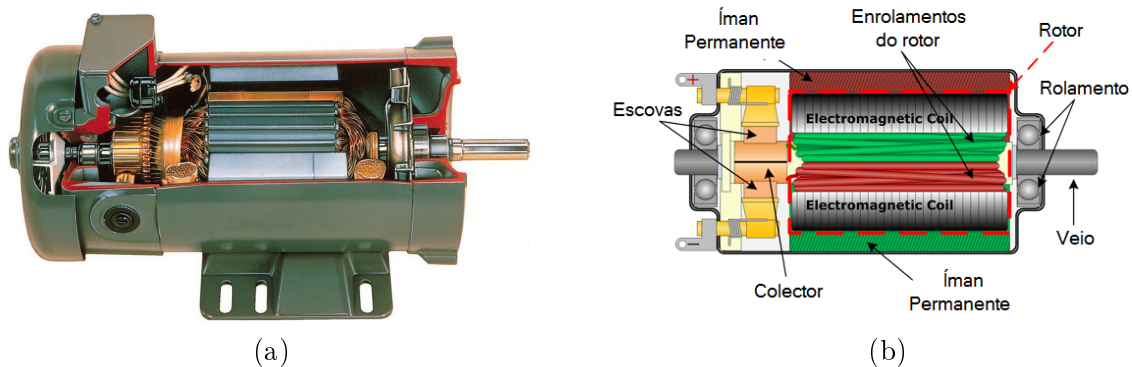


Figura 2.1: (a) Motor DC com escovas real. (b) Constituintes do motor DC (Adaptado[9]).

Tradicionalmente as escovas poderão ser de grafite/carbono, de metais preciosos, ou outras variantes consoante o tipo, qualidade e preço do motor. Tipicamente a grafite é mais usada em motores de maiores dimensões, com maiores correntes ou em aplicações start/stop. As escovas de metais preciosos são mais usualmente encontradas em pequenos motores, em aplicações de menor tensão e de pequenas cargas. As escovas de grafite possuem uma resistência de contacto superior que varia com a carga, o que não acontece nas escovas de metais preciosos. A figura seguinte apresenta o padrão da corrente nas comutações do motor para estes dois tipos de escovas [10]:

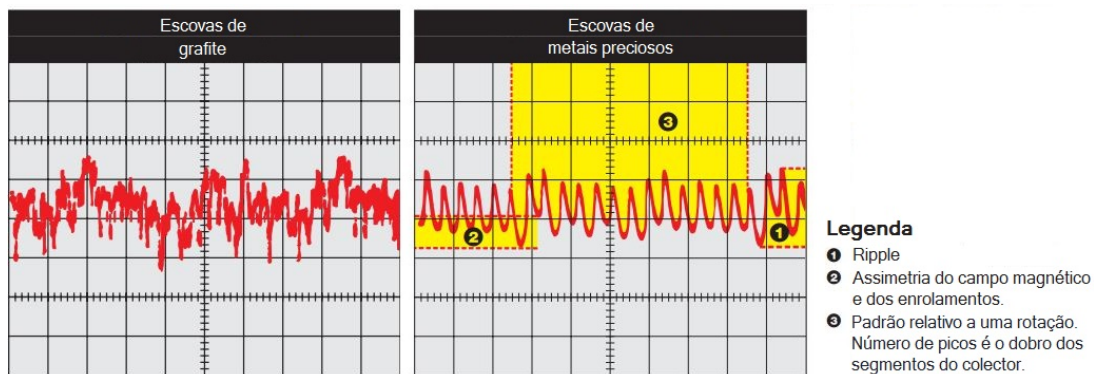


Figura 2.2: Padrão da corrente na comutação para dois tipos de escovas (Adaptado[10]).

A figura 2.2 demonstra que as escovas de grafite apresentam e provocam maior interferência electromagnética nos circuitos de controlo. Além dos picos de corrente evidenciados, o padrão apresenta bastante mais ruído de alta frequência.

Brushless DC Motor: BLDC ou motor DC sem escovas, são motores que possuem no rotor sempre ímãs permanentes, pelo que não necessitam do colector e consequentemente das escovas, razão pela qual resulta o referido nome. A comutação é feita comandando electronicamente a correcta sequência e sentido de condução dos enrolamentos do estator/indutor, pelo que estes motores são frequentemente denominados por Electronically commutated motor (ECM). Para isso, é necessária a informação da posição do rotor, para o que se podem usar sensores de Hall incluídos do motor, ou medição da força contra electromotriz (BEMF ou CEMF) produzida pelo mesmo. Este tipo de motor é ainda subdividido em duas categorias. Existem os chamados BLDC *inrunners*, onde os enrolamentos do indutor circundam e envolvem os ímãs permanentes do induzido que se encontram dentro da casca do motor. Nos chamados BLDC *outrunners*, os ímãs permanentes do induzido rodeiam e envolvem os enrolamentos do indutor[12].

A figura 2.3 ilustra as duas configurações possíveis da anatomia de um motor BLDC, rotor externo ou rotor interno respectivamente.

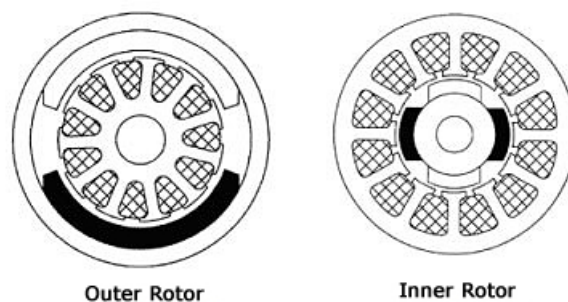


Figura 2.3: Tipos de motor BLDC [11].

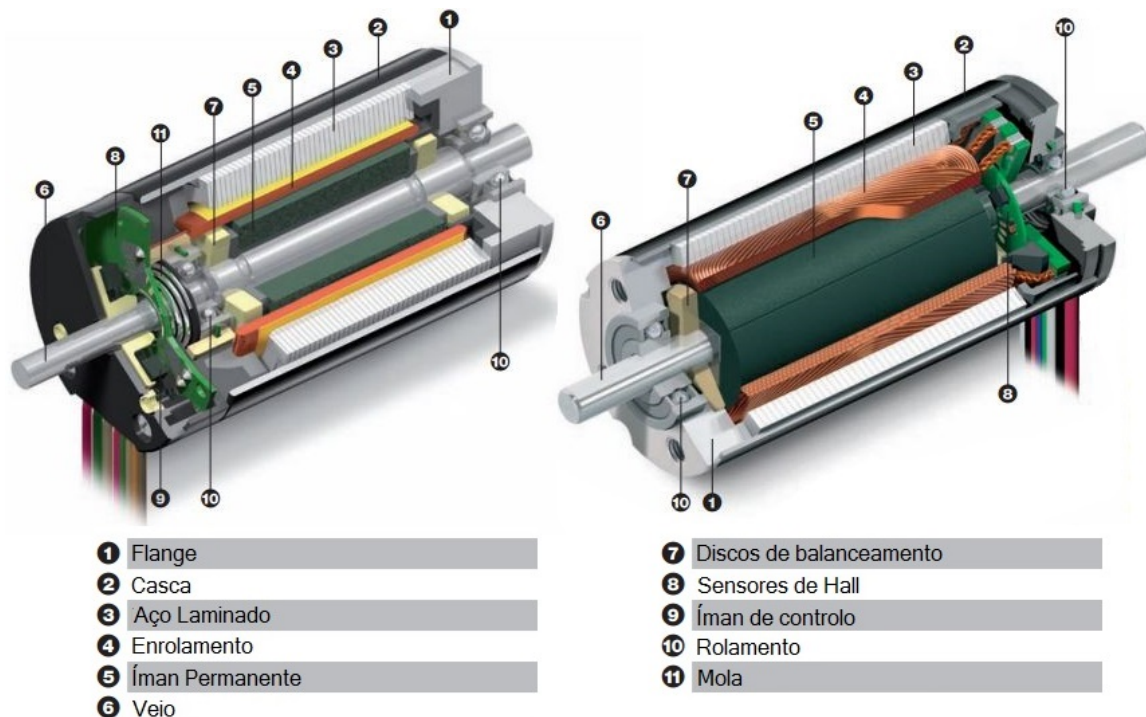


Figura 2.4: Anatomia de um motor BLDC com rotor interno (Adaptado [10]).

Eficiência entre motores *Brushless* e *Brushed* DC

O desenho, o material usado, a estrutura são alguns dos factores que mais afectam a eficiência dos motores. Como referido anteriormente, existem diferentes fontes de perda de rendimento num motor que se classificam e se dividem da seguinte maneira [8] [13]:

- Perdas eléctricas:
 - Perdas do cobre no induzido e no indutor, resultado da resistência dos condutores de cobre não ser zero. Não existem perdas de cobre do induzido dos BLDC, uma vez que o rotor dos mesmos é constituído por ímans permanentes;
 - Perdas devido à queda de tensão no contacto escova-colector. Este facto não acontece nos motores BLDC;
 - Perdas devido a correntes de curto circuito na comutação.
- Perdas mecânicas:
 - Perdas por atrito no colector e escovas. Não ocorre nos BLDC;
 - Perdas por atrito e ventilação. Alguns motores necessitam de ser ventilados para que seja possível dissipar o calor. Estes normalmente têm uma ventoinha incluída no veio do motor, na parte traseira do mesmo. Este facto causa atrito aerodinâmico. Também os rolamentos são fontes de atrito.
- Perdas magnéticas:

- Perdas por histerese nos materiais ferromagnéticos;
- Perdas por correntes de Foucault no indutor e no induzido;

Todas as fontes de perdas devem ser tidas em conta para obter o máximo desempenho no desenho de um motor. As perdas térmicas e ruído sonoro são consequências de todos os fenómenos referidos anteriormente. No caso dos motores BLDC devem ser tidos em especial atenção, uma vez que o aquecimento pode provocar a desmagnetização dos ímans permanentes e o ruído sonoro evidencia a presença de Torque ripple o que é um efeito indesejável [13]. Este efeito será discutido posteriormente. A potência útil, ou seja, a energia eléctrica que é efectivamente convertida em energia mecânica é o resultado final da subtração de todas estas perdas à potência fornecida ao motor.

Analisando todos estes factores de perda e todas as questões estruturais inerentes aos motores *Brushed* e *Brushless* DC é possível sumariar as vantagens e desvantagens de cada um, para melhor comparação e avaliação dos mesmos [12]:

Característica	BLDC	Brushed DC
Comutação	Electrónica - Sensores de Hall ou comutação <i>Sensorless</i>	Mecânica - Escovas/Colector
Tempo de vida e manutenção	Maior tempo de vida e muito menos necessidade de manutenção por não possuir escovas	Menor que os BLDC, requerem manutenção periódica das escovas e do colector
Velocidade/Torque	Flat - Operação a todas as velocidades com carga nominal	Moderadamente Flat - A velocidades maiores, maior fricção entre as escovas e o colector
Eficiência	Elevada	Moderada
Enércia do rotor	Baixa - Ímans permanentes melhoram a resposta dinâmica	Maior inércia
Velocidade	Maior - Não há limite mecânico imposto por escovas/colector	Mais baixa que nos BLDC
Ruído	Muito baixo	Mais elevado devido à fricção entre escovas/colector onde pode ocorrer fásca. Maior interferência electromagnética
Custo de fabrico ¹	Mais elevado devido aos ímans permanentes	Mais baixo
Controlo	Mais complexo e mais caro. É sempre necessária a presença de um controlador quer para velocidades fixas ou variáveis	Simple e barato. Não é necessário controlador para velocidades fixas, apenas para aplicações de velocidade variável

Tabela 2.1: BLDC vs Brushed DC

¹O custo depende de vários outros factores além da eficiência e potência.

A tabela 2.1 permite verificar que os motores BLDC trazem claramente mais vantagens apesar do seu controlo ser mais complexo. No entanto, é necessária uma cuidada análise sobre os requisitos necessários ao motores escolhidos para uma determinada aplicação. Em termos de eficiência energética, para a mesma potência necessária, existem já actualmente soluções *Brushed* e soluções *Brushless* que apresentam praticamente o mesmo valor. Deve, portanto, efectuar-se uma análise detalhada de todos os parâmetros do motor assim como do seu custo.

A tabela seguinte apresenta uma comparação entre dois motores da Maxon Motor², para potências iguais e igual valor de tensão nominal:

Valores do motor		BLDC	Brushed DC
		EC-45 13207	RE 65 353296
Potência	W	250	250
Tensão nominal	V	24	24
Corrente sem carga	mA	435	665
Velocidade sem carga	rpm	5250	3960
Velocidade nominal	rpm	4520	3710
Torque nominal(Máximo contínuo)	mNm	310	485
Corrente nominal(Máxima contínua)	A	7.47	9.4
Torque de arranque	mNm	2420	16200
Corrente de arranque	A	55.8	292
Máxima Eficiência	%	84	83
Constante de Torque	mNm/A	43.3	55.4
Constante de Velocidade	rpm/V	221	172
Inércia do rotor	gcm ²	209	1290
Diâmetro	mm	45	65
Máxima velocidade permissível	rpm	12000	5500
Peso	g	1150	2100
Custo	€	530	655

Tabela 2.2: Comparação entre dois motores Maxon Motor

A tabela anterior permite verificar que o motor BLDC apresenta-se como uma solução bastante mais vantajosa. Se por um lado o torque nominal e de arranque do motor com escovas é maior face ao BLDC, também as correntes nominais e de arranque são bastante superiores o que é indesejável para este projecto. O diâmetro e o peso deste também são bastante superiores aos do motor sem escovas. Não menos importante, além de todas as vantagens evidenciadas pelo BLDC, o seu custo é menor e a longo prazo traduz também menos custos uma vez que dispensa tanta manutenção como o motor com escovas. Esse é um factor primordial a ter em conta actualmente, não só para este projecto, mas para todas as aplicações quer a nível industrial, robótica ou outra. Também o valor da inércia do rotor é menor no BLDC, o que faz com que o seu controlo seja mais eficaz e preciso. O motor com escovas, do ponto de vista dos circuitos de controlo, é mais simples de controlar, pois é apenas necessário que, através da correcta medição da velocidade e/ou rotação do motor, o compensador/controlador consiga fazer o motor atingir o sinal de referência. No motor

²www.maxonmotor.com

BLDC, além de tudo isto, é ainda necessário fazer a correcta comutação dos enrolamentos do indutor que conduzem a cada instante, assegurando sempre o mesmo sentido de rotação pretendido. Este facto, faz com que acresça alguma complexidade aos controladores destes motores, tanto a nível de software como de hardware. Uma vez não sendo necessário valores de torque de arranque como os apresentados pelo motor com escovas e a complexidade do algoritmo de controlo não ser um factor crítico, juntamente com todas as vantagens referidas anteriormente para o motor BLDC, levou a que o motor adquirido para este projecto fosse do tipo *Brushless*. Apresenta-se de seguida uma análise mais detalhada sobre o funcionamento dos motores BLDC e as suas técnicas de controlo.

2.1.1 Funcionamento e técnicas de controlo dos motores BLDC

Existem três tipos de motores BLDC, sendo eles os *3-phase*, *2-phase* ou *single-phase* consoante o número de enrolamentos do indutor/estator. Devido a problemas de auto arranque e de eficiência dos dois últimos, os *3-phase* são de longe os mais usados. O indutor dos *3-phase* BLDC é constituído por três enrolamentos que podem estar dispostos em duas configurações. São elas a ligação em estrela e a ligação em triângulo, também denominadas de "Y" e Δ respectivamente:

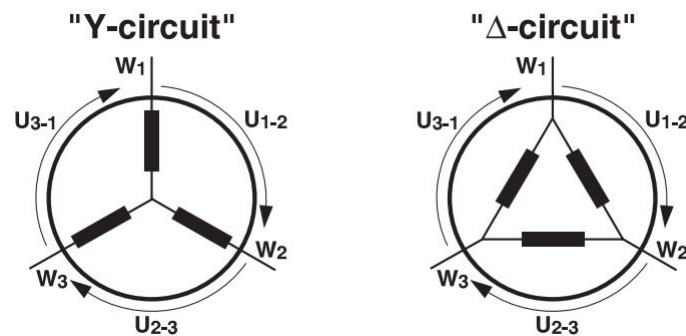


Figura 2.5: Tipos de conexão dos enrolamentos do indutor no motor 3-phase [10].

Do ponto de vista do circuito que controla o motor, o tipo de conexão não é relevante. Esta apenas afecta a velocidade e o torque sendo estes inversamente proporcionais por um factor de $\sqrt{3}$. Para que haja rotação, é necessário fornecer energia aos enrolamentos. A quantidade de energia fornecida afecta a velocidade, enquanto que a sequência de energização dos enrolamentos afecta o sentido de rotação. O ponto fundamental dos motores BLDC é que é necessário, a cada instante, o conhecimento da posição do rotor em relação às fases do indutor. Através desta informação pode fornecer-se energia aos correctos enrolamentos do indutor, para que se crie um campo girante no sentido pretendido. Existem duas técnicas de comutação e controlo dos motores BLDC. São elas o controlo trapezoidal, também denominado comutação em blocos e o controlo sinusoidal. A principal diferença entre estas duas técnicas reside na forma de onda das correntes produzidas e nas propriedades de cada uma. Segue-se uma análise detalhada destas duas técnicas.

Controlo Trapezooidal

No controlo trapezoidal a forma de onda de corrente em cada um dos três enrolamentos é em forma de blocos e a força electromotriz induzida pelo motor é trapezoidal. A excitação dos enrolamentos do indutor é feita a cada fase de 60° . A detecção da posição do rotor e consequente comutação pode ser efectuada de duas maneiras:

- Com recurso a sensores: Também denominada *Sensored Commutation*. O motor é fornecido com sensores de Hall internos. Três sensores estão dispostos com um desfasamento de 120° e o que perfaz 360° , ou seja, uma rotação completa. São criadas, portanto, seis combinações unívocas, representando cada uma uma fase de 60° . A figura seguinte, apresenta o modo como são activados os enrolamentos do indutor em cada fase, para uma rotação completa no sentido horário e com recurso à informação fornecida pelos sensores de Hall.

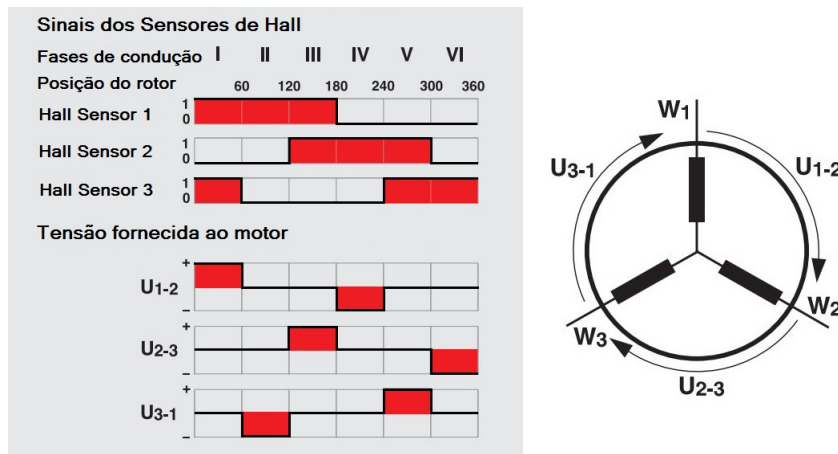


Figura 2.6: Comutação com recurso a sensores de Hall (Adaptado [10]).

- Sem recurso a sensores: Também denominada *Sensorless Commutation*. Neste caso, a posição do rotor é determinada avaliando as passagens por zero da força electromotriz induzida (BEMF) em cada enrolamento. A comutação é feita 30° depois da detecção. É importante salientar que o intervalo de tempo entre a detecção da passagem por zero e a comutação é dependente da velocidade de rotação. A amplitude da força electromotriz induzida é também dependente da velocidade e, por isso, quando o motor está parado ou a baixa velocidade a detecção da passagem por zero é bastante imprecisa e consequentemente também a medição da posição do rotor. Este facto, requer que o controlador possua algoritmos especiais para o seu arranque que é bastante mais difícil comparativamente ao caso em que se usam sensores de Hall.

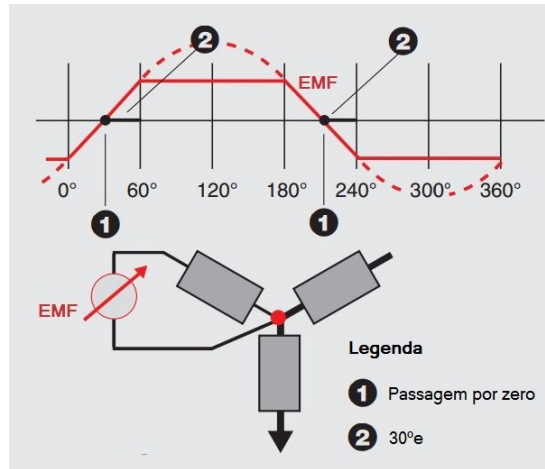


Figura 2.7: Comutação sem recurso a sensores (Adaptado [10]).

Como se pode observar pela figura 2.7, a passagem de corrente em dois dos enrolamentos, no sentido evidenciado, gera uma força contra-electromotriz no terceiro que é mensurável e permite detectar a passagem por zero.

O controlo com recurso a sensores de Hall é de longe o mais vantajoso. Apresenta-se como uma solução bastante mais simples e, no que toca ao arranque do motor este é bastante mais controlável e preciso. Porém, a única desvantagem é o preço do motor que se torna um pouco mais elevado, mas ainda assim favorável.

Dado que no controlo trapezoidal a forma da onda de corrente é em blocos e esta não consegue estabelecer-se no enrolamento instantaneamente, aparece um fenómeno indesejável denominado Torque ripple, como evidenciado na figura 2.8. Este fenómeno ocorre em cada comutação e representa uma perda de eficiência, pelo que em certos motores é audível dada a vibração que produz.

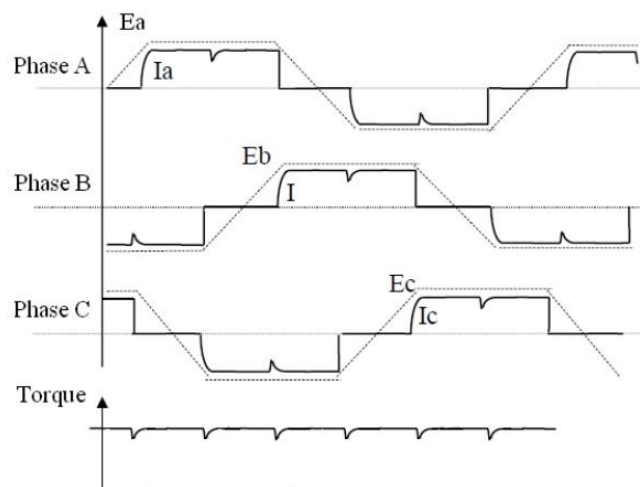


Figura 2.8: Torque ripple [14].

Controlo Sinusoidal

No controlo sinusoidal, são gerados sinais que atacam os enrolamentos do indutor e produzem correntes de forma sinusoidal, desfasadas de 120° . Semelhante à comutação em bloco está o facto de que a posição do rotor pode ser detectada com ou sem recurso a sensores. Para este tipo de comutação podem também ser usados encoders ou resolvers, através dos quais é possível gerar sinais de controlo e produzir formas de onda de corrente sinusoidais bastante precisas. Quando não é possível o uso de encoders ou resolvers, as formas de ondas são produzidas exclusivamente através do software no controlador. Através do uso de algoritmos e rotinas como a Space Vector Modulation (SVM) é possível modular o duty cycle de um PWM de maneira a produzir uma forma de onda sinusoidal. Quando existe o uso de encoders combinados com os sensores de hall, é possível uma medida muito precisa da posição do rotor, uma vez que se conhece o número de impulsos por rotação dos encoders, o que permite incrementos sucessivos à informação do ângulo fornecida pelos sensores de Hall. Quando os encoders não estão presentes, o ângulo é obtido por estimativa. Uma possível abordagem é o uso de um PWM, para contagem de impulsos entre dois eventos dos sensores de Hall como é mostrado na figura 2.9. O incremento do ângulo é de seguida calculado com base na velocidade de rotação do motor e é adicionado ao valor que se consegue obter através da informação dos sensores de Hall³. Após a estimativa do valor do ângulo θ do rotor, ou do conhecimento do mesmo através dos encoders, é possível calcular as tensões a aplicar a cada enrolamento (A,B,C) do motor e são fornecidas pelas equações 2.2, 2.3 e 2.4.

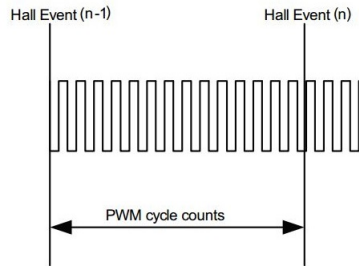


Figura 2.9: Contagem de ciclos PWM [15].

$$V_A = V_{MAX} \times \text{sen}(\theta) \quad (2.2)$$

$$V_B = V_{MAX} \times \text{sen}(\theta - 120^\circ) \quad (2.3)$$

$$V_C = V_{MAX} \times \text{sen}(\theta + 120^\circ) \quad (2.4)$$

Uma vez calculados e conhecidos os valores de V_A , V_B , e V_C a cada instante para o valor de θ estimado nesse instante, são gerados os sinais de PWM que atacam os enrolamentos do motor. Estes sinais são gerados com recurso a uma *Look Up Table* incluída na memória do microcontrolador. Esta tabela contém, por exemplo, todos os valores normalizados do $\text{sen}(\theta)$ necessários para gerar um período completo da sinusóide. Conhecendo, portanto, o ângulo θ

³Actualmente é possível o uso de encoders absolutos, que fornecem o ângulo exacto do motor sem recorrer a contagem de impulsos.

atribui-se esses mesmos valores aos duty-cycle dos PWM. A figura 2.10 demonstra como se pode obter uma sinusóide através da modulação da largura de impulso.

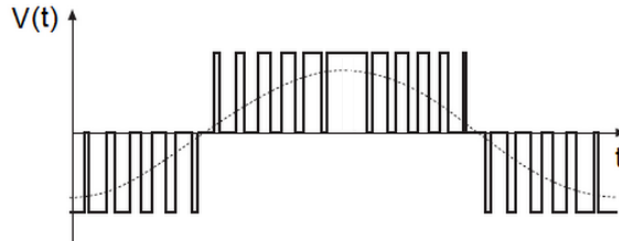


Figura 2.10: Modulação PWM para obter sinusóide [16].

A imagem seguinte apresenta a diferença entre as correntes de fase no controlo sinusoidal e no controlo trapezoidal.

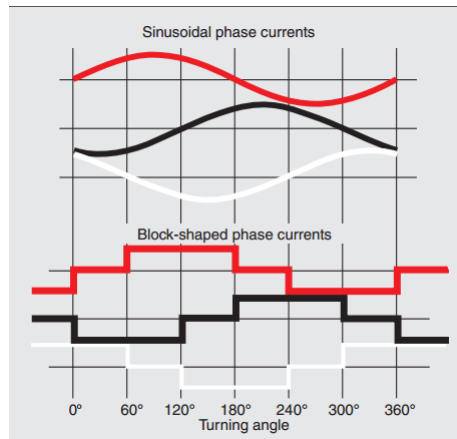


Figura 2.11: Correntes do controlo sinusoidal e trapezoidal[10].

O controlo sinusoidal é vantajoso em relação ao controlo trapezoidal, pois reduz o torque ripple. A característica mais suave da forma de onda sinusoidal face à forma de onda quadrada proporciona um torque mais contínuo, o que permite também que o motor tenha uma rotação muito mais suave e com menor vibração, mesmo a velocidades muito baixas. No entanto, o uso de encoders e/ou resolvers trará um custo monetário adicional, o que na sua ausência trará maior complexidade aos algoritmos de controlo implementados pelo controlador, face aos algoritmos de controlo trapezoidal.

Capítulo 3

Arquitectura

Neste capítulo é descrito todo o processo inicial que conduziu ao início do projecto. Como primeiro passo, tornou-se necessário o conhecimento do veículo, a sua estrutura, a electrónica, a mecânica e todas as restantes especificações relevantes. Foi feito, portanto, um levantamento dos requisitos e dos componentes necessários à realização do seu sistema de motorização para posterior implementação. O Hammershark é um veículo de três rodas, possui na sua dianteira duas rodas direccionais e na traseira a sua única roda motriz. Informação mais detalhada encontra-se no apêndice A deste documento.

3.1 O motor

Para este projecto foi escolhido o motor **EC-45 13207** da Maxon Motor. A Maxon é uma companhia de renome mundial, fundada na Suíça em 1961 e conhecida por possuir soluções de alta precisão e eficiência. Os seus produtos foram e continuam a ser por muitas vezes usados em missões da NASA¹[17]. O EC-45 13207 é um motor BLDC, de 250 Watt, possui três sensores de Hall e as suas principais características, do ponto de vista do dimensionamento do circuito controlador são as apresentadas na tabela 3.1. As características mais relevantes do ponto de vista dos algoritmos de controlo serão apresentados num capítulo posterior deste documento. A lista completa de especificações do motor, bem como os cálculos que deram suporte à escolha do mesmo são apresentados no apêndice A.

¹www.nasa.gov

Valores do motor		EC-45 13207
Potência	W	250
Tensão nominal	V	24
Corrente sem carga	mA	435
Velocidade nominal	rpm	4520
Torque nominal(Máximo contínuo)	mNm	310
Corrente nominal(Máxima contínua)	A	7.47
Torque de arranque	mNm	2420
Corrente de arranque	A	55.8
Máxima Eficiência	%	84
Constante de Velocidade	rpm/V	221

Tabela 3.1: Características do motor EC-45 13207

Como se pode observar pela tabela anterior, este é um motor que apresenta um bom compromisso entre o seu tamanho, potência e eficiência. Não possui, no entanto, caixa de desmultiplicação de velocidade. A eficiência de uma caixa de desmultiplicação da rotação diminui com o aumento do factor de redução. Tipicamente, uma caixa de velocidades do fabricante para este tipo de motor, com factor de redução de 12 e com 2 estágios, apresenta uma eficiência máxima na ordem dos 80% [10]. Uma caixa com 3 estágios e factor de redução de 15 já ronda uma eficiência na ordem dos 70%. É de salientar que este valor não é uma linha constante ao longo do torque. A eficiência de uma caixa de redução é uma curva e tende a diminuir drasticamente para valores baixos do torque, como se pode observar pelo exemplo da figura 3.1. O acoplamento do motor à roda motriz do veículo, bem como o sistema mecânico de desmultiplicação não faz parte do tema deste projecto, pelo que deverá ser realizado *a posteriori* de acordo com o pretendido e de maneira a tentar minimizar ao máximo a sua perda de eficiência. No entanto, o sistema de desmultiplicação será exterior ao motor e executado num único nível (estágio). Através do uso de materiais adequados é possível obter eficiências superiores a 95%. Na secção A.2 do apêndice A pode encontrar-se alguns cálculos de suporte e justificação à escolha do motor, bem como do factor de redução necessário.

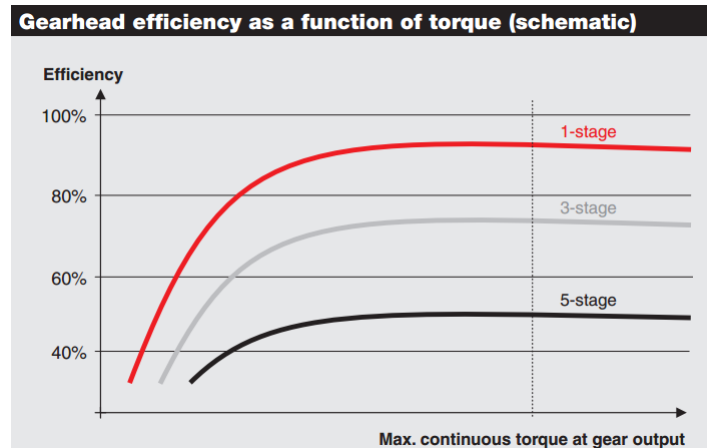


Figura 3.1: Eficiência de uma caixa de redução[10].

Para a realização deste projecto foram adquiridos dois exemplares deste motor. O segundo motor permite duplicar o torque, se necessário, em situações como o arranque ou circulação em zonas de inclinação acentuada. Permite também, que o veículo possa permanecer em movimento em caso de falha de algum dos motores.

3.2 Controlador

Nesta secção é apresentada a arquitectura do controlador adoptada para este projecto. Se o motor é o coração do veículo, o seu controlador não terá um papel menos importante. É fulcral um correcto funcionamento, sem falhas, um controlo eficiente e que acima de tudo maximize o desempenho global do veículo. A figura seguinte apresenta o diagrama de blocos da arquitectura adoptada.

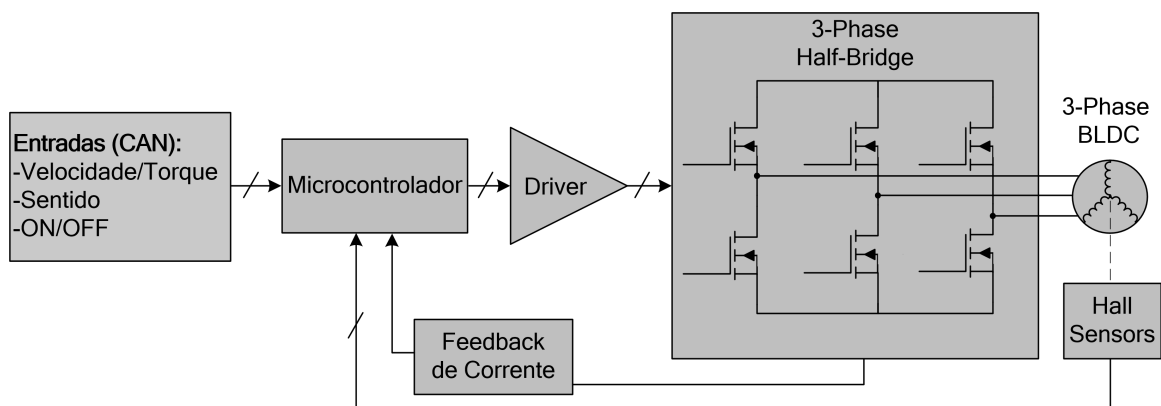


Figura 3.2: Arquitectura do controlador

A figura 3.2 apresenta os vários blocos necessários ao controlo do motor. Uma explicação mais detalhada sobre a função de cada bloco é descrita de seguida.

Entradas

Este bloco representa as variáveis de entrada, as quais o controlador interpreta de maneira a actuar sobre o motor. Como primeira variável temos a velocidade ou o torque. Esta variável depende do algoritmo de controlo, pois este pode efectuar-se actuando sobre o motor de maneira a atingir uma velocidade de referência ou torque de referência. Para este projecto decidiu efectuar-se um controlo através da velocidade, mas em outras aplicações poderá ser mais vantajoso um controlo sobre o torque.

A segunda variável de entrada é o sentido de rotação. Esta determina se o motor irá rodar no sentido horário ou anti-horário.

A terceira variável de entrada, ON/OFF, é responsável por activar ou desactivar o motor. Nesta situação, o mesmo deve ser desacoplado da roda motriz deixando-a rodar livremente devido à inércia do veículo, minimizando assim as perdas por atrito. No entanto, o projecto do respectivo sistema mecânico não faz parte do âmbito desta dissertação. Existe apenas uma situação em que o motor poderá ficar mecanicamente acoplado à roda motriz mesmo desactivado, no caso específico de se realizar travagem regenerativa. Devido ao traçado da pista onde actualmente se realiza a prova, o condutor muito raramente usa o travão. Tal facto não invalida que no futuro não possa haver pistas que obriguem o condutor à travagem e, por isso, permanece aberta a possibilidade de futuramente existir ou não um sistema misto, em que o motor mesmo desactivado possa ou não funcionar como carga sobre a roda de tracção.

Todas estas variáveis de entrada são fornecidas pelo condutor através de dispositivos de controlo instalados no volante do veículo que, por sua vez, enviam comandos para o controlador do motor através do barramento CAN existente.

Microcontrolador

Como elemento central tem-se o microcontrolador, responsável pelo cálculo e determinação da posição e velocidade do motor, assim como da geração dos sinais de controlo que actuarão de maneira a produzir o resultado esperado de acordo com as variáveis de entrada. Para tal, recebe informação dos sensores de Hall incluídos no motor e da corrente que circula no mesmo. Os algoritmos que possui servem-se desta informação para gerar os sinais que actuam sobre o circuito de Drive da Ponte H.

Driver

Os sinais gerados pelo microcontrolador, não podem actuar directamente sobre a ponte H devido às tensões envolvidas nos dois circuitos. Tipicamente, um microcontrolador opera a tensões de 5V ou 3.3V. Dadas as características do motor escolhido, a ponte H para este motor irá operar a tensões de 24V ou a valores de tensão um pouco superiores. É, portanto, necessário um correcto acondicionamento dos sinais entre o microcontrolador e a ponte H. O circuito de Drive é responsável por transformar os níveis de saída dos sinais do microcontrolador em níveis capazes de actuar sobre a ponte H.

Ponte H

A ponte H para este tipo de motor terá de ser de 3 fases, uma vez que o motor possui três enrolamentos no indutor. É também comumente denominada de inversor de três fases. É caracterizada por possuir três pares de interruptores que possibilitam que o motor rode nos

dois sentidos, horário ou anti-horário. Para este tipo de ponte podem ser usados MOSFET de canal N ou canal P, BJTs com junção NPN ou PNP, ou ainda IGBTs. Para este projecto foram apenas usados MOSFET de canal N, uma vez que apresentam uma resistência Drain-Source - $R_{ds(on)}$ - bastante mais baixa que os MOSFET de canal P, consequentemente reduzindo a sua dissipação e melhorando a eficiência global do sistema.

Em cada um dos três pares, um dos MOSFET encontra-se conectado à alimentação positiva da ponte e o outro conectado à massa. Tipicamente o MOSFET que se encontra ligado à alimentação positiva denomina-se *High-Side MOSFET*, sendo que o que se encontra conectado à massa denomina-se *Low-Side MOSFET*. Cada par está ligado a um mesmo enrolamento o que permite a escolha do sentido da corrente nesse mesmo enrolamento de acordo com o MOSFET que se encontra activo nesse par.

É de extrema importância referir que os dois MOSFET de um mesmo par nunca poderão estar activos ao mesmo tempo, como apresentado na figura 3.3, situação em que ocorrerá um curto-circuito na alimentação da ponte, o que poderá causar danos aos componentes.

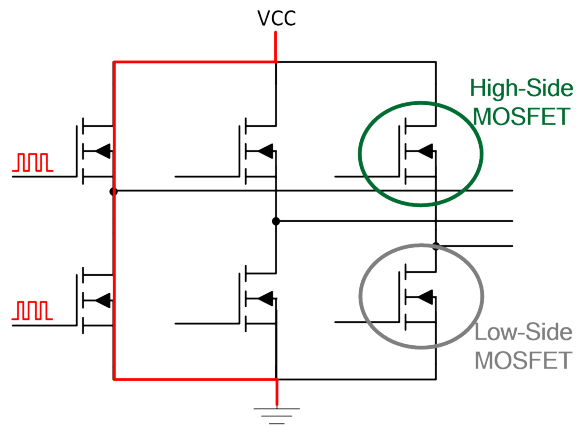


Figura 3.3: Ponte H em Curto-circuito

Feedback de corrente e sensores de Hall

A medição da corrente que circula no motor, bem como a informação fornecida pelos sensores de Hall, constituem as principais variáveis de realimentação do sistema. Através dos sensores é possível determinar em intervalos de 60° a posição do veio do motor, bem como a sua velocidade e sentido de rotação. Através da corrente tem-se uma medida do torque. No entanto, os sensores de Hall encontram-se incluídos internamente no motor, pelo que não se encontram fisicamente no circuito de controlo. Este último apenas recebe, condiciona e interpreta os sinais dos sensores.

Existe ainda um terceiro elemento de feedback não evidenciado no diagrama 3.2. A informação da corrente representa um feedback eléctrico e a dos sensores um feedback mecânico. No entanto, é importante salientar que o condutor do veículo, ao actuar sobre o pedal acelerador representará também ele um elemento de feedback.

3.3 Algoritmos de Controlo

No capítulo II, foram analisadas duas técnicas de controlo dos motores BLDC, o controlo trapezoidal e o controlo sinusoidal. Como foi analisado, estas duas técnicas afectam a forma de onda de corrente no motor, fazendo com que o seu desempenho seja mais ou menos eficiente consoante a técnica adoptada. No entanto, existem dois tipos de controlo distintos que afectam, não a forma de onda da corrente, mas sim o desempenho do motor no que toca a atingir o valor da velocidade ou torque de referência com maior ou menor rapidez e com maior ou menor erro, consoante a qualidade do controlador e do seu algoritmo. Estes dois tipos de controlo são os chamados controlo em malha aberta e controlo em malha fechada. De maneira a facilitar o entendimento sobre os mesmos, irá tomar-se como exemplo diagrama simplificado da figura seguinte:

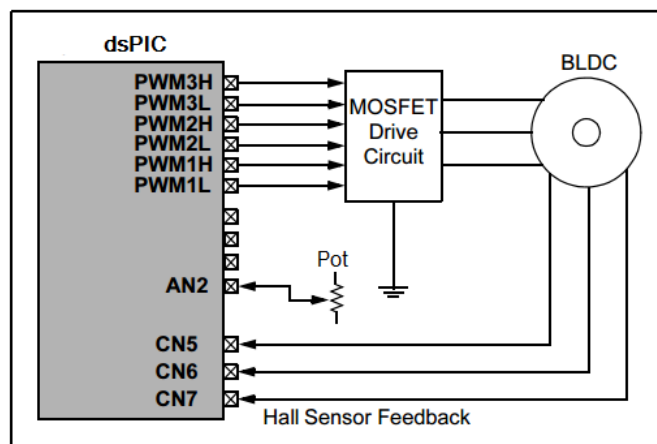


Figura 3.4: Diagrama exemplo do hardware (Adaptado[18])

Na figura 3.4 observa-se que o bloco MOSFET Drive Circuit está ligado a seis saídas de PWM do microcontrolador. Assuma-se, por simplicidade, que o duty-cycle dos seis sinais de PWM é o mesmo. Existe também um potenciômetro ligado a uma entrada analógica da ADC do microcontrolador de onde se vai ler uma tensão referência. Este potenciômetro é meramente exemplificativo, pelo que no neste projecto é substituído pelos parâmetros de entrada referenciados anteriormente. Por fim existem três sinais dos sensores de Hall ligados a três entradas do tipo *Change Notification*, que geram uma interrupção sempre que exista alteração de estado de um dos sensores. Posto isto, é possível distinguir agora os dois tipos de controlo:

Controlo em malha aberta: ou *Open-Loop Control*. Neste tipo de controlo não há realimentação. A tensão lida do potenciômetro controla directamente os valores duty-cycle dos seis sinais de PWM. Um duty-cycle de 100% representará a máxima rotação, ao invés de um duty-cycle de 0% que representará o motor parado. Embora na figura 3.4 apareça realimentação através dos sensores de Hall, esta destina-se só e apenas ao conhecimento da posição do veio do motor face ao indutor e não para efeitos de controlo da velocidade/torque.

Este tipo de controlo é o mais simples e não visa atingir e manter uma velocidade ou torque de referência. Para um mesmo valor de duty-cycle o motor apresentará valores de

velocidade diferentes quando se encontra em vazio ou em carga. No entanto, se se pensar no potenciómetro como o acelerador do veículo, verifica-se que no controlo em malha aberta, o condutor é, na realidade, o elemento chave num modo de controlo exterior em malha fechada. Actuando como o bloco de correcção de erro na malha de feedback, o condutor aumenta e diminui o duty-cycle conforme pressiona ou solta o pedal, de maneira a produzir uma velocidade aproximadamente constante.

Controlo em malha fechada: ou *Closed-Loop Control*. Este tipo de controlo possui realimentação e visa atingir e manter um valor de velocidade ou torque de referência fornecido pelo potenciómetro. Possui um compensador, que pode ser do tipo Proporcional(P), Proporcional Integrador(PI), Proporcional Derivativo(D) ou Proporcional Integrador e Derivativo(PID). Cabe ao compensador, atingir e manter o valor de referência independentemente da carga do motor. Neste tipo de controlo, ao contrário do controlo em malha aberta, os sensores de hall fornecerão uma medida da velocidade instantânea que servirá como variável de realimentação sendo possível posteriormente calcular o erro entre esse valor e a referência. O compensador, uma vez estabelecidas as suas constantes que proporcionam o melhor resultado pretendido e, através do sinal de erro, é responsável por actuar nos duty-cycle dos PWM de maneira a alcançar o valor de referência, tentando tornar o sinal de erro o mais próximo de zero possível. É um tipo de controlo menos simples face ao controlo em malha aberta, mas fundamental em aplicações onde é necessário o controlo preciso sobre a velocidade de rotação ou torque. Um exemplo deste tipo de controlo são os sistemas de *Cruise Control* dos automóveis, concebidos para manter uma velocidade constante do veículo, quer em subidas, descidas, irregularidades do piso ou condições temporais adversas.

A figura 3.5 apresenta os diagramas de blocos dos dois tipos de sistema de controlo acima descritos:

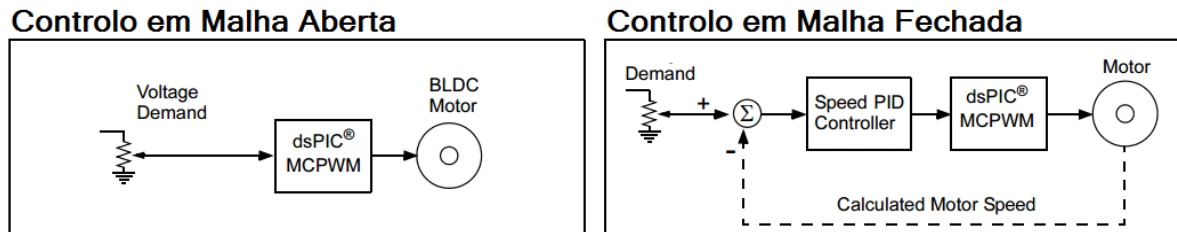


Figura 3.5: Tipos de controlo(Adaptado[18])

3.4 Variável de controlo

Como referido anteriormente, a variável a ser controlada pelo algoritmo de controlo pode ser a velocidade e/ou o torque. Embora intimamente ligadas, de acordo com a aplicação desejada, cada uma delas pode apresentar mais vantagens face à outra, existindo casos em que o controlo se efectua sobre as duas simultaneamente. O controlo sobre o torque permite, por exemplo, que o motor opere numa região conhecida de maneira a maximizar a eficiência. Efectua-se através da medição da corrente no motor. Já o controlo sobre a velocidade permite que, de acordo com a referência, o motor atinja e mantenha se necessário a velocidade pretendida e efectua-se através da medição da sua rotação.

A figura 3.6 traduz o modo como se pode controlar as variáveis referidas.

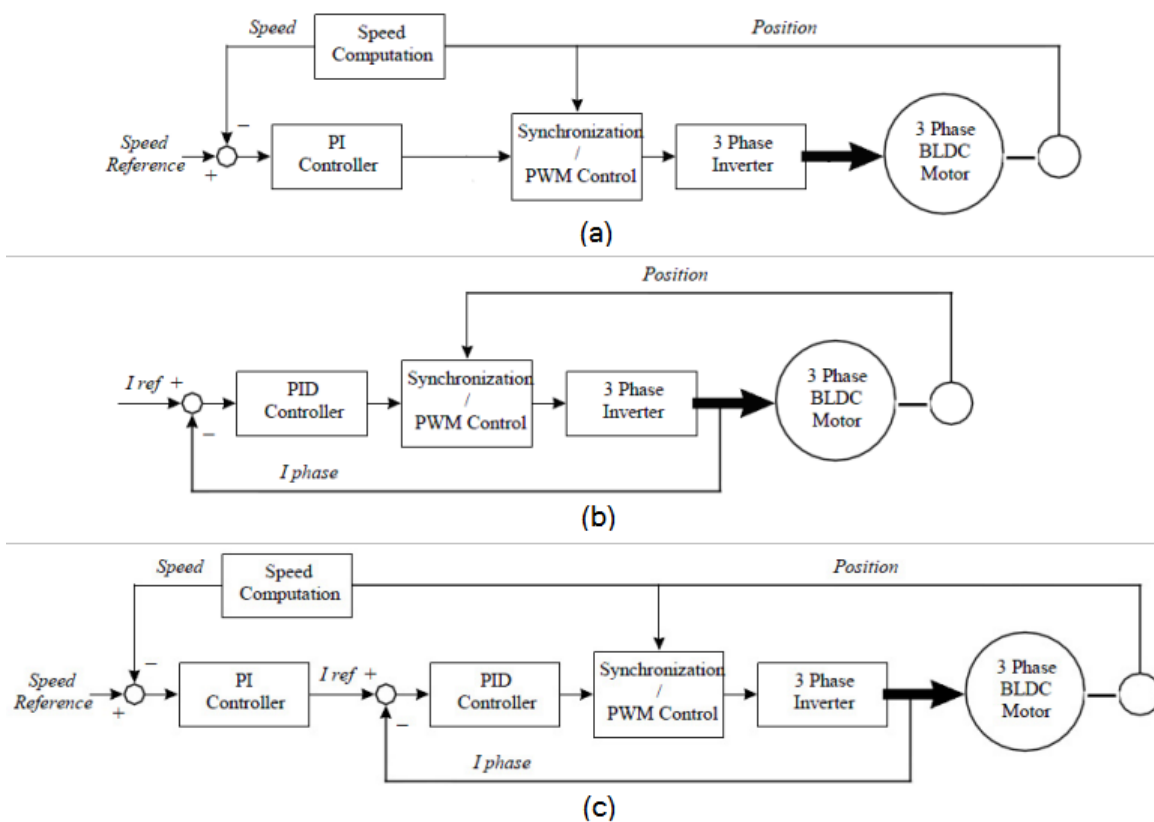


Figura 3.6: Controlo: (a) Velocidade, (b) Torque, (c) Velocidade e Torque(Adaptado[14])

Capítulo 4

Implementação e Protótipo

O presente capítulo descreve todo o processo de criação de um primeiro protótipo. Como primeiro passo foi necessária a escolha de diversos componentes de acordo com a arquitectura apresentada no capítulo III. Uma vez escolhidos os componentes, de acordo com os critérios pretendidos, estes foram montados e testados permitindo assim criar um protótipo onde foi possível efectuar diversos testes e obter os primeiros resultados. Após a existência de uma versão completamente funcional do mesmo, o controlador em questão foi projectado em placa de circuito impresso, o qual é também descrito neste capítulo.

4.1 Selecção de componentes

A selecção de componentes e dimensionamento do circuito é o ponto fundamental na realização de um projecto desta natureza. Deve-se prestar profunda atenção às especificações dos fabricantes, pois circuitos integrados com funções iguais ou semelhantes poderão apresentar consumos estáticos de potência bastantes díspares. É portanto necessária uma cuidada análise sobre a qualidade dos mesmos. Outro grande factor a ter em conta é o custo. Por vezes certo tipo de circuitos integrados poderão apresentar características melhores face a outro do mesmo tipo. Esta melhoria de qualidade vem expressa no aumento do seu custo e por isso é imprescindível verificar se essas mesmas características têm impacto no circuito em questão. Estes foram alguns dos parâmetros tidos em conta na realização do protótipo e consequente controlador final.

De seguida é feita uma descrição sobre o processo de selecção dos diversos componentes tais como o microcontrolador, um circuito de Drive, MOSFET ou BJT's para a ponte H, reguladores de tensão, Transceivers CAN, sensores de corrente e alguma electrónica adicional.

4.1.1 Reguladores de Tensão

A energia necessária ao veículo Hammershark provém de uma única fonte, baterias. No entanto, para realização do protótipo em laboratório não foram utilizadas baterias mas sim uma fonte de alimentação e um transformador. O transformador em questão possui uma tensão de saída de 12V e serviu para a alimentação de toda a electrónica desde o microcontrolador até ao circuito de drive. Já a fonte de alimentação foi utilizada para alimentar a ponte H e, por sua vez, o motor. A alimentação do protótipo foi efectuada desta maneira, pois assim permitiu determinados testes variando a tensão de alimentação da ponte, sem afectar o ponto

de funcionamento dos reguladores envolvidos na restante parte do circuito. Para um correcto funcionamento tanto a massa do transformador, como da fonte têm de ser comuns.

As diferentes tensões de alimentação tanto do motor, como dos diferentes componentes envolvidos na electrónica do veículo tornam, portanto, o uso de reguladores indispensável. Foram utilizados dois reguladores, nomeadamente o LM7805 e o ua78M33, com tensão de saída de 5V e de 3.3V, respectivamente. São dois reguladores, do tipo linear, que apresentam baixa eficiência, mas, nesta fase do projecto, não foi dada especial atenção aos mesmos. O seu uso prende-se com o facto de serem de fácil acesso e utilização para prototipagem em placa branca. Na versão final do controlador realizada em circuito impresso, como discutido posteriormente, foram utilizados os reguladores OKI-78SR-5/1.5-W36-C e o TC1262-3.3VDB, sendo estes um regulador de comutação de 5V e, o outro, um regulador Low Dropout de 3.3V respectivamente. Eis algumas das suas principais características que levaram à sua escolha:

Características		OKI-78SR- 5/1.5-W36-C	TC1262- 3.3VDB
Tensão de Saída	V	5	3.3
Tensão máxima de entrada	V	36	6
Corrente máxima de saída	A	1.5	0.5
Corrente máxima sem carga	mA	5	0.13
Eficiência	%	90.5	≈ 97.5

Tabela 4.1: Características dos reguladores

É importante salientar que os valores da eficiência são máximos e dependem da carga assim como da tensão de entrada.

4.1.2 Microcontrolador

Para o microcontrolador optou-se por utilizar a tecnologia da Microchip¹. Utilizou-se o dsPIC33EP64MC506, um DSC de 16bit, próprio para aplicações de controlo de motores. Algumas das suas principais características que levaram à sua escolha são as descritas de seguida:

- **Condições de operação**
 - 3.0V até 3.6V, -40°C até +85°C, DC até 70 MIPS
- **PWM**
 - Três pares de PWM com base de tempo independente
 - Dead-Time nas transições ascendentes e descendentes
 - Resolução de 7.14 ns
 - PWM trigger para ADC

¹www.microchip.com

- **Características analógicas**

- ADC configurável como 10-bit, 1.1 Msps com quatro S&H ou 12-bit, 500 ksps com um S&H
- Três OpAmp/Comparadores com ligação directa ao módulo da ADC

- **Timers/Output Compare/Input Capture**

- Doze timers de uso geral
- Quatro módulos de Output Compare
- Quatro módulos de Input Capture

- **Interfaces de comunicação**

- Dois módulos UART (17.5 Mbps)
- Módulo ECAN (1 Mbaud), CAN 2.0B
- SPI, I2c, suporte para IrDA

- **Input/Output**

- Interrupções Change Notification em todos os pinos de I/O
- Pinos tolerantes a 5V
- Sink/Source 12 mA ou 6 mA nos pinos de I/O

4.1.3 Driver

Para o circuito de Drive, foram testadas duas abordagens. A primeira abordagem consiste na utilização do circuito integrado FAN7888MX da Fairchild Semiconductor². Este é um circuito de drive de pontes H de 3 fases, com tecnologia de bootstrap integrada e é próprio para MOSFET e IGBT. Este é um circuito que funciona com pontes H alimentadas até 200V, fornecendo uma tensão de bootstrap até 20V, ou seja, o ataque às gates no High-side pode chegar a ser 20V acima da tensão de alimentação da ponte. Este valor máximo da tensão de bootstrap respeita a tensão máxima V_{GS} dos MOSFET escolhidos para o projecto que é também de 20V.

Características	FAN7888MX	
Tensão de alimentação	V	Min: 10, Max: 20
Tensão máxima de offset no High-Side	V	200
Tensão máxima de Bootstrap	V	20
Tensão máxima de output no High-Side	V	220V
Corrente sem carga	μA	Típ: 160, Máx: 350
Dead-Time	ns	Tip: 270, Max: 440

Tabela 4.2: Características do circuito FAN7888MX

²www.fairchildsemi.com

O FAN7888MX, além de apresentar baixo consumo estático de potência, apresenta-se como uma solução de fácil implementação onde a necessidade de electrónica adicional é muitíssimo baixa. Porém, não fornece isolamento entre a electrónica de controlo e a electrónica de potência. Outros circuitos integrados semelhantes encontrados em processo de pesquisa não se revelaram como uma potencial boa solução, uma vez que ou apresentavam consumos estáticos de potência elevados, ou possuíam demasiadas funcionalidades que não eram pretendidas, ou apresentavam-se como soluções simples e que requeriam bastante electrónica externa.

A segunda abordagem, um pouco mais complexa utiliza dois tipos de componentes para realizar o Drive. Utiliza optocouplers que providenciam acondicionamento e isolamento, sendo estes alimentados por reguladores de tensão. Para esta realização experimental foram utilizados seis optocouplers ACPL-H342 e quatro reguladores VBT1-S5-S12-SMT. Os reguladores são do tipo DC-DC Boost, com tensão de entrada de 5V, tensão de saída de 12V, eficiência tipicamente de 79% e potência de saída 1W. A seguinte imagem é apenas exemplificativa e servirá de suporte à explicação do princípio de funcionamento:

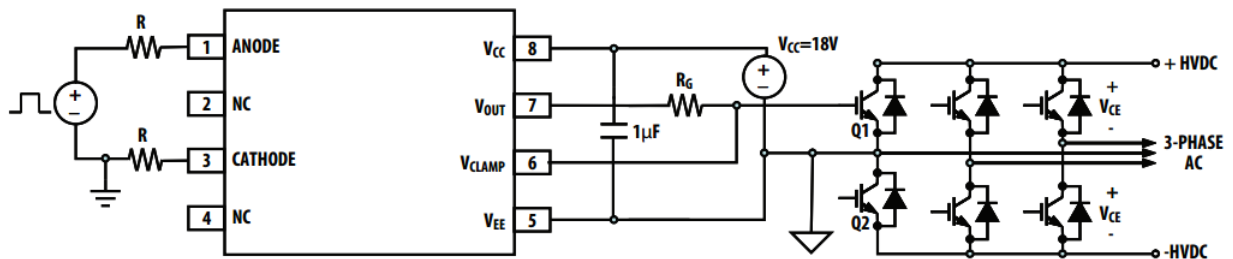


Figura 4.1: Drive com optocouplers

Como se pode observar na figura 4.1, existe uma fonte de alimentação de 18V a alimentar o optocoupler. O emissor do andar de saída deste, ligado à massa da fonte, está por sua vez ligado ao ponto médio entre Q1 e Q2, onde a tensão é flutuante. O sinal de saída V_{out} , é portanto sempre superior à tensão de offset flutuante no valor de 18V.

Uma vez que as três tensões flutuantes, nos pontos médios da ponte, são todas diferentes é necessário um regulador por cada optocoupler responsável pelo Drive de cada transistor do High-Side. Isto não acontece nos transistores do Low-side, uma vez que estão todos conectados à massa, sendo assim necessário apenas um regulador para os três transistores do Low-Side. Por este facto são necessários um total de 6 optocouplers, mas apenas 4 reguladores.

4.1.4 Ponte H

Para a realização da ponte H de três fases optou-se pela utilização de seis MOSFET de canal N, mais concretamente o IPB017N06N3 da infineon³. O seu uso prende-se com o facto de ter sido o MOSFET com menor $R_{DS(on)}$ encontrado, com um package passível de ser usado tanto em laboratório, como na futura realização do controlador em PCB e, que satisfizesse as necessidades para as tensões e correntes envolvidas. Este apresenta $R_{DS(on)}$ típico de 1.3 mΩ. Optou-se pela utilização de componentes discretos, uma vez que o custo de pontes H integradas de três fases é bastante mais elevado e o valor de $R_{DS(on)}$ de cada Mosfet é também bastante mais elevado.

³www.infineon.com

4.1.5 Transceiver CAN

Para a comunicação com o veículo é necessário um transceiver, que permita ao controlador ligar-se ao barramento CAN existente. Os transceivers CAN utilizados são o SN65HVD230 da Texas instruments ⁴ ou o MAX3051 da Maxim ⁵. Possuem ambos o package SOIC-08 e a disposição e função dos seus pinos é igual em ambos.

4.1.6 Sensor de corrente

A corrente que circula no motor é medida através da ponte H e pode ser efectuada de várias maneiras. Nas soluções mais comuns introduz-se uma resistência, ou várias em paralelo, de muito baixo valor no Low-side da ponte ou no High-Side. A resistência deve ser de valor o mais baixo possível, de maneira a diminuir a dissipação, no entanto deve ser alta o suficiente para que a corrente seja detectada e amplificada correcta e eficazmente. Dependendo do valor da resistência, das correntes envolvidas e da configuração adoptada, pode ser necessária ou não electrónica adicional, para acondicionamento e posterior medida na ADC do microcontrolador. Estes dois tipos de configuração são apresentados na figura 4.2.

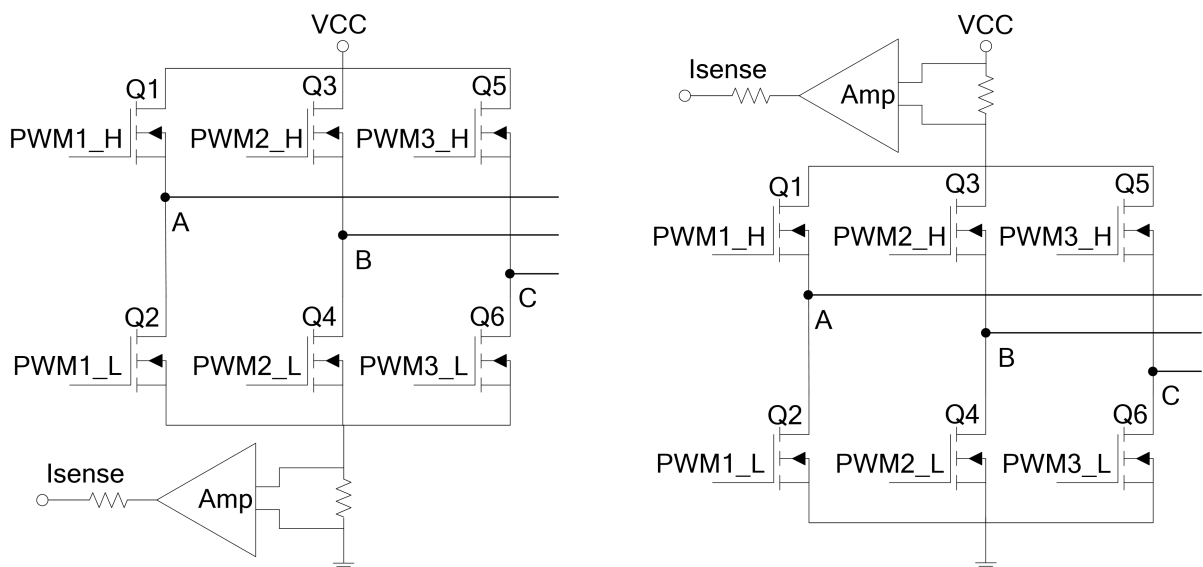


Figura 4.2: Medição da corrente no Low-side e High-side respectivamente

Cada uma destas configurações levanta problemas, sendo um deles comum a ambas, o facto de perturbarem o funcionamento da ponte e de se dissipar potência na resistência.

A medição da corrente no Low-side pode tornar-se bastante mais fácil, menos dispendiosa e com menos electrónica externa do que a medição no High-side. Porém esta apresenta problemas. O primeiro problema é o facto de que os MOSFET no Low-side deixam de possuir a source conectada à massa. Este facto leva a que, do ponto de vista do circuito de Drive apareça um offset que não é compensado e que depende da corrente que circula na resistência. Outro grande problema desta configuração é o facto de que várias falhas de origem accidental ou outra podem ocorrer na ponte e passarem despercebidas e indetectadas por este tipo de

⁴www.ti.com

⁵www.maximintegrated.com

medição. Por último tem-se outro problema, como referido anteriormente, que é a dissipação na resistência. Supondo que se pretende medir uma corrente até 10A, com uma resistência de por exemplo, 3.3 m Ω tem-se uma dissipação máxima de cerca 330 mW. Em aplicações com correntes até 100A, a mesma resistência apresenta uma dissipação máxima multiplicada pelo factor de 100. Porém, o uso de baixo valor de resistência faz com que se perca precisão e exactidão na medição.

A medição de correntes no High-side resolve grande parte dos problemas, exceptuando a dissipação e a perturbação da ponte. No entanto, de maneira a permitir a medição da corrente no microcontrolador são sempre necessários amplificadores de acondicionamento. Estes por sua vez, já não podem ser amplificadores habituais e de uso corrente, mas sim amplificadores com capacidade para trabalhar com tensões de modo comum elevadas.

Devido a todos os factores mencionados anteriormente optou-se pela não utilização de nenhuma das configurações acima apresentadas. Optou-se pela utilização de um pequeno sensor de corrente por efeito de Hall. Este sensor pode ser colocado tanto no High-side como no Low-side pois produz a mesma tensão de saída, uma vez que mede o campo magnético produzido pela corrente a circular no condutor e não a corrente em si. Esta técnica torna-se muito menos invasiva do que a medição com resistência e reduz drasticamente a potência dissipada. Este sensor utiliza-se, fazendo passar dentro de si um condutor, como apresentado na figura 4.3, podendo este ser o condutor que liga a ponte à massa, ou o condutor que liga a ponte a VCC. Apresenta uma sensibilidade que depende do número de voltas que o condutor dá dentro do sensor, pelo que não aumenta nem diminui a dissipação. Já no caso da resistência, teria de se aumentar o seu valor, para aumentar a sensibilidade na medição, o que traria grandes impactos na dissipação de potência.

O sensor utilizado foi o CSLT6B100 da Honeywell⁶ e as suas características são apresentadas na tabela 4.4.

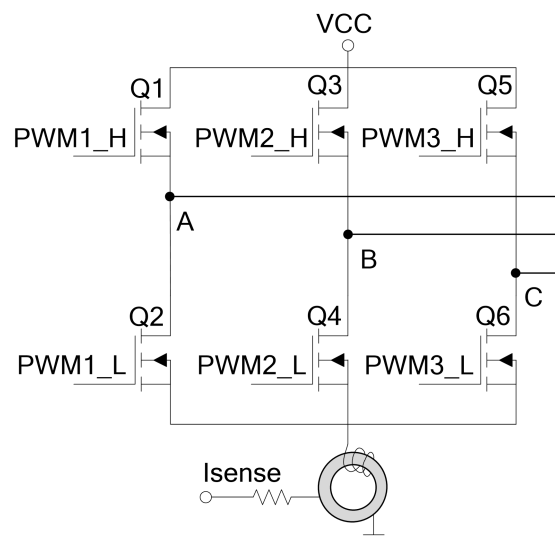


Figura 4.3: Sensor de corrente por efeito de Hall - CSLT6B100

⁶ www.honeywell.com

Parameter	Symbol	Min.	Typ.	Max.	Units	Condition
Current range	I_p	± 100	—	—	AT	$< \pm 1.5\%$ error (-25 °C to 100 °C [-13 °F to 212 °F])
Supply voltage	V_s	4.5	5	10.5	V	—
V_{out} @ 0 NI	V_o	2.35	2.5	2.65	V	—
Supply current	I_s	—	7	9	mA	no load
Sensitivity	$\Delta V/I$	13.5	16	18.5	mV/AT	-25 °C to 100 °C [-13 °F to 212 °F]
Hysteresis	—	—	—	0.5	%	± 100 A
Temp error - null	TC_{V_{No}/V_o}	-0.064	—	0.064	%/°C	—
Temp error - gain	TC_G	-0.03	—	0.12	%/°C	-25 °C to 100 °C [-13 °F to 212 °F]
Rise time	t_r	—	3	—	μs	0 A to 2.0 A

Figura 4.4: Características eléctricas do sensor CSLT6B100

4.1.7 Electrónica adicional e software

Para efeitos de criação do protótipo foram usados alguns componentes adicionais, que não estão presentes na versão final do controlador em circuito impresso. Foram usadas resistências de 0.1Ω para medição de correntes na electrónica de controlo e na electrónica de potência. Para detecção de erros e debugging, além de alguns componentes discretos como potenciômetros e LEDs foi utilizado um módulo de conversão da comunicação UART para USB, o MM232R, que utiliza o chip FTDI FT232RQ.

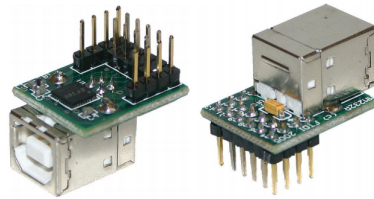


Figura 4.5: Módulo MM232R ([19])

Para a criação do código do microcontrolador foi usado o ambiente de desenvolvimento MPLAB[®] X e para programação do microcontrolador foi usado o PICkit 3 In-Circuit Debugger/Programmer, ou o ICD 3 In-Circuit Debugger, ambos tecnologia da Microchip.



Figura 4.6: ICD3 e PICkit3

4.2 Montagem do setup

No setup utilizado isolou-se cada um dos componentes descritos anteriormente. O setup completo foi realizado por módulos, sendo assim possível o teste de soluções individuais que não interferissem com outros componentes. Assim, começou por se montar o microcontrolador. O dsPIC33EP64MC506 possui vários packages, pelo que, para que fosse possível utilizá-lo optou-se pelo TQFP-64. Foi montado numa placa de adaptação com todos os pinos acessíveis para que pudesse ser ligado à placa branca e a electrónica adicional.

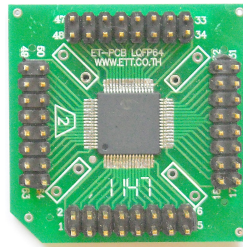


Figura 4.7: Adaptador e microcontrolador

O montagem da figura 4.7, permitiu, numa primeira instância, o conhecimento da arquitectura dsPIC33EP e dos módulos base do microcontrolador adoptado. Foi possível programar os diferentes módulos, conhecer as suas diferentes configurações e modos de operação e efectuar diversos testes antes de adicionar e conectar outros componentes. Neste processo de conhecimento e familiarização com a arquitectura do microcontrolador foram estudados e configurados os módulos:

Bloco oscilador - Configuração do clock e da frequência de operação utilizando Cristal ou oscilador interno. Configuração da pll, para operação a 20, 40 e 60 MIPS;

Portos de input/output e Change Notification - Configuração dos portos para leitura e/ou escrita. Configuração de alguns pinos para detecção de alteração do seu estado;

Módulo ADC - Estudo e configuração do módulo para 10 e 12 bit. Configuração dos pinos como entradas analógicas e leitura de um potenciómetro;

Timers e Output Compare - Estudo dos diferentes tipos de timer e sua configuração. Configuração dos módulos de output compare para funcionamento com os timers;

Interrupções - Configuração, activação e desactivação de diferentes fontes de interrupção internas e/ou externas. Testes incluindo interrupções dos pinos configurados para Change Notification, interrupções da ADC e interrupções externas através de botões;

Módulo MCPWM - Configuração dos pinos e inicialização do módulo PWM. Estudo dos diferentes modos de operação e do controlo global ou independente dos vários registos responsáveis pelo duty-cycle. Activação e desactivação independente de cada pino;

Módulo UART - Estabelecimento da interface de comunicação com o computador para debugging;

Uma vez estudado e configurado o microcontrolador, foi possível a montagem do circuito de Drive para efectuar testes e averiguar o correcto funcionamento. Para tal foram montadas e testadas as duas soluções possíveis descritas anteriormente. A primeira solução consiste na utilização circuito integrado FAN7888 que possui package SOIC-20, onde foi necessária a realização de uma placa também de teste, para conexão à placa branca como ilustrado na figura 4.8.

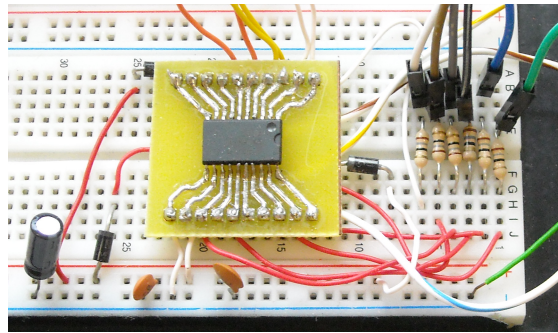


Figura 4.8: Testes com FAN7888

A segunda solução montada e testada, consiste na utilização dos optocouplers alimentados por reguladores de tensão, como descrito anteriormente. A figura 4.9 demonstra a placa realizada para testes desta abordagem. Esta placa possui uma ficha com três ligações aos três pontos médios da Ponte H, seis ligações de entrada dos sinais de controlo e seis ligações de saída para controlar as gates da ponte H.

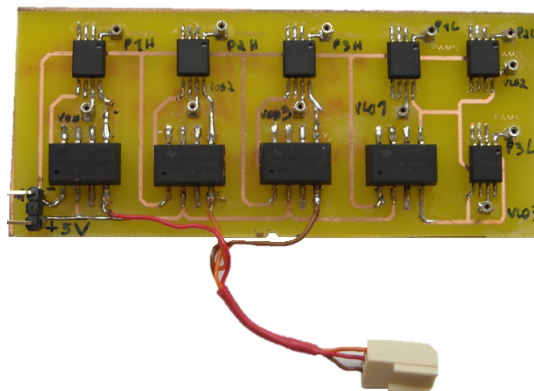


Figura 4.9: Testes com optocouplers ACPL-H342 e reguladores VBT1-S5-S12-SMT

Para a ponte H foi realizada uma placa de testes, com os MOSFET seleccionados. Está alimentada através da fonte de alimentação onde foi necessária a colocação de um condensador de elevado valor de forma a minimizar o ripple. Possui seis pinos de entrada dos sinais de controlo, provindos do circuito de Drive, ligados às respectivas gates dos MOSFET. Possui três ligações para o motor BLDC e três ligações aos pontos médios da Ponte H para o bootstrap do circuito de Drive. A figura 4.10 apresenta a ponte H de testes realizada.

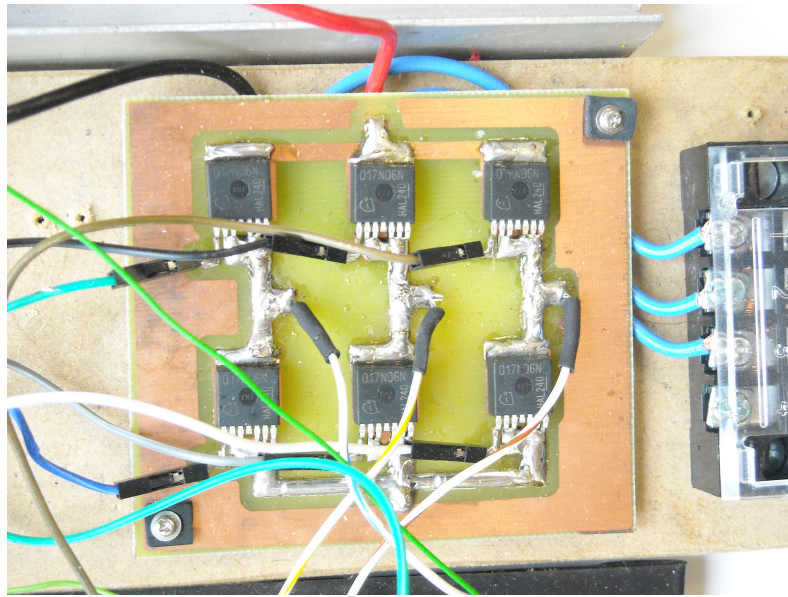


Figura 4.10: Ponte H de três fases realizada para testes

Os componentes discretos, necessários ao funcionamento dos sensores de Hall do motor, foram também montados assim como a ligação do módulo MM232R para fazer a comunicação entre o computador e o microcontrolador, pelo que no final se obteve o setup final apresentado na figura 4.11

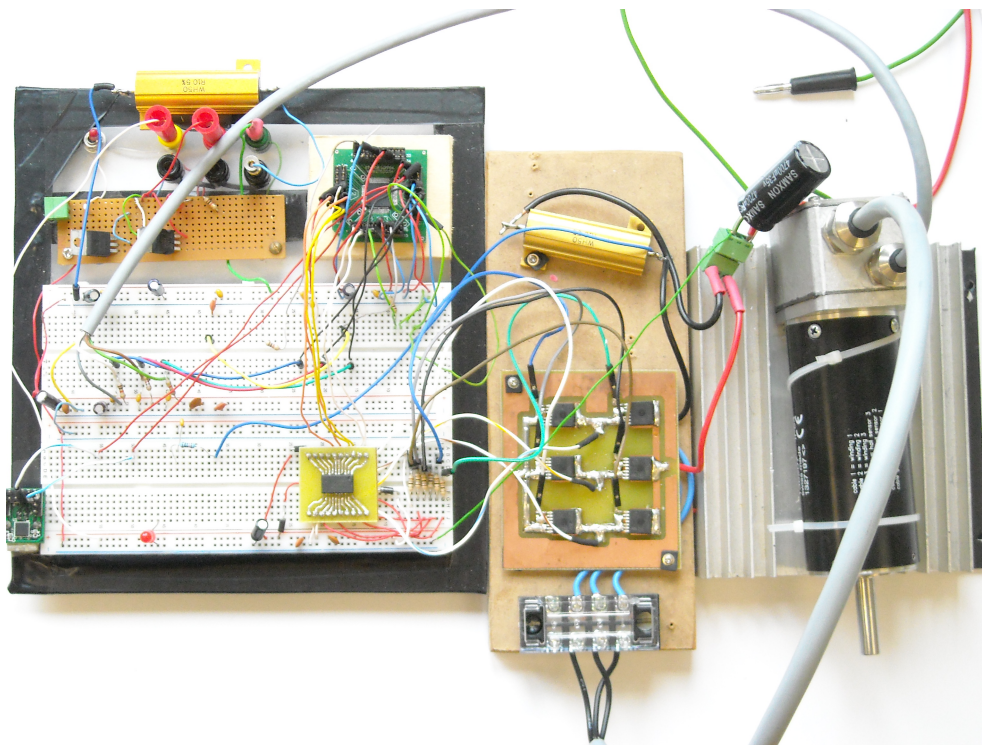


Figura 4.11: Setup final completo

4.3 Primeiros testes

Os primeiros testes efectuados no protótipo estiveram relacionados com a criação do campo girante no indutor para fazer o veio rodar num determinado sentido. Para tal os três sinais dos sensores de Hall do motor, foram conectados a três pinos do microcontrolador configurados para *Change Notification*. O microcontrolador possui também seis pinos específicos referentes ao módulo de MCPWM, os quais foram conectados ao driver pela ordem respectiva e representam os sinais de controlo das gates dos MOSFET. O esquema eléctrico de ligação tanto dos sensores, como do driver ao microcontrolador é apresentado no apêndice B. A combinação inequívoca dos três sinais dos sensores de Hall, como descrita anteriormente, gera o aparecimento de seis fases, cada uma relativa a 1/6 de rotação. Quando o motor entra numa determinada fase, a alteração do estado dos sensores gera uma interrupção no microcontrolador, que por sua vez desactiva as gates dos MOSFET que se encontravam activos durante a fase anterior e activa as gates dos MOSFET que devem conduzir na fase presente. O primeiro algoritmo de controlo implementado no protótipo realiza o controlo trapezoidal em malha aberta esquematizado na figura 4.12. De notar que na nomenclatura utilizada, por exemplo, uma tensão U_{A-B} positiva exprime o sentido da corrente do enrolamento A para o B, enquanto que uma tensão U_{A-B} negativa significa que a corrente flui do enrolamento B para o A. É também importante referir, que para que haja condução de energia nos MOSFET, os seis sinais de PWM necessitam de se encontrar todos em fase.

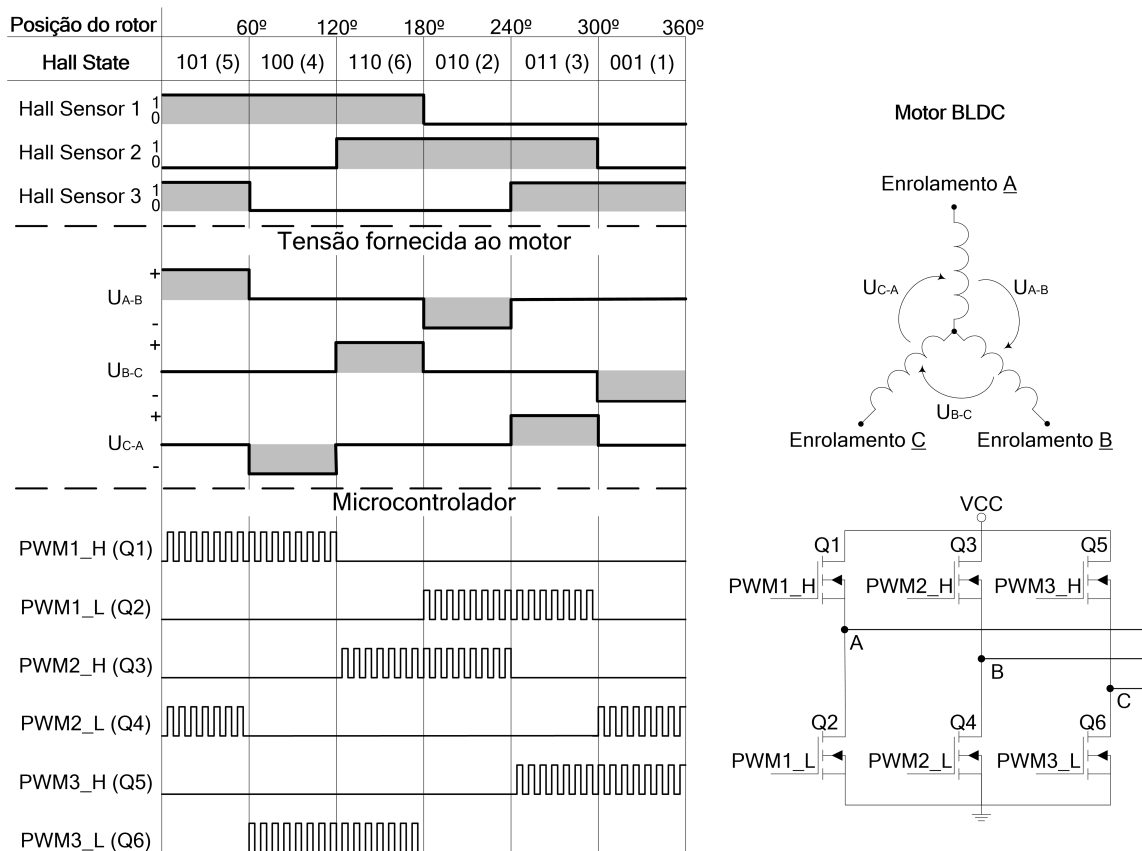


Figura 4.12: Quadro resumo

A figura seguinte, apresenta o diagrama de blocos relativo à máquina de estados implementada pelo microcontrolador

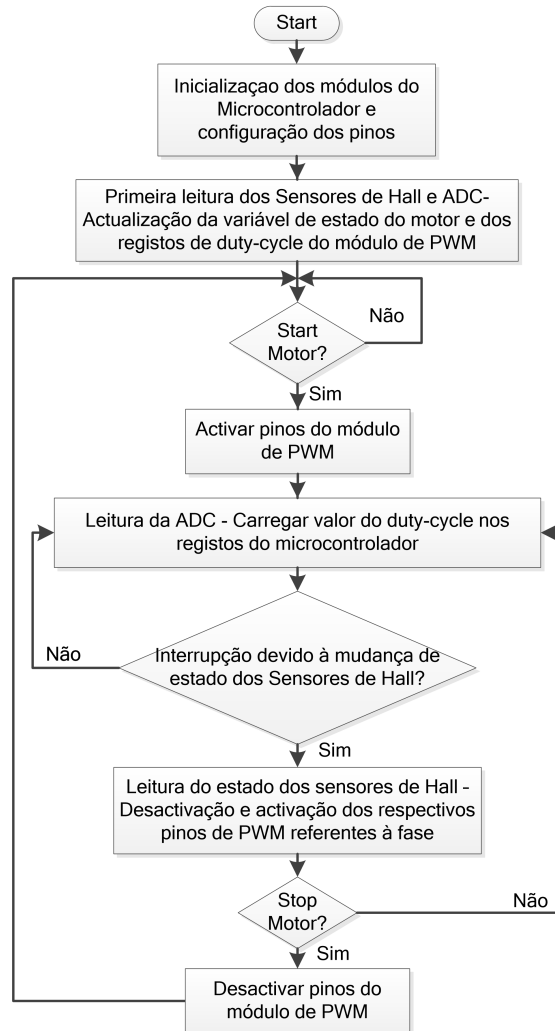


Figura 4.13: Diagrama de blocos da máquina de estados implementada

Testes eléctricos

Os primeiros testes eléctricos, foram efectuados de maneira a avaliar os consumos eléctricos do protótipo sob determinadas circunstâncias. Em cada teste, foram alterados certos parâmetros do circuito os quais são descritos de seguida, mantendo o motor sem carga:

Primeiro teste - Circuito de Drive: Numa primeira fase avaliou-se o impacto, no consumo de potência, da utilização das duas soluções distintas para o circuito de Drive assim como na suavidade de rotação do motor;

Segundo teste - Frequência de operação: Avaliação do impacto da frequência de operação do microcontrolador nos consumos energéticos globais do protótipo;

Terceiro teste -Frequência do PWM: Estudo do impacto do aumento ou diminuição da frequência dos PWM, tanto nos consumos energéticos, como na suavidade de rotação do motor. Avaliação das perdas de comutação na ponte, ruído sonoro do motor e vibração;

As medidas descritas, foram efectuadas para a chamada electrónica de potência, na qual se incluem a ponte H e o motor, sendo também efectuadas para a denominada electrónica de controlo, que diz respeito a todos os restantes componentes do protótipo, ou seja, excluindo a ponte H e o motor. Os resultados retirados são apresentados no capítulo V.

Os resultados retirados permitiram a escolha do FAN7888MX como circuito de drive para a versão final do controlador. O código criado configura o microcontrolador para uma frequência de operação de 20MIPS e o seu algoritmo de controlo possui uma frequência de PWM de 20 kHz. No entanto, estes valores de frequência são a qualquer instante reconfiguráveis.

4.4 Versão final do controlador

Após a realização de um protótipo inteiramente funcional e de acordo com os requisitos pretendidos, procedeu-se à realização do controlador em placa de circuito impresso. Para tal, foi utilizado o software CadSoft Eagle⁷. A realização da PCB, teve início com a criação do esquemático global do controlador, onde figuram todos os componentes utilizados bem como as ligações entre si. Este esquemático é apresentado no apêndice B. Uma vez criado, deu-se origem ao processo de disposição dos componentes e fichas de ligação, nas duas faces da placa, de modo a que fosse possível concebê-la com o tamanho mais compacto possível. Ao mesmo tempo que se tentou sucessivamente reduzir o tamanho, tentou-se dispôr os componentes de forma organizada e que facilitasse a sua interligação, bem como o processo de soldadura. O resultado é apresentado nas imagens seguintes.

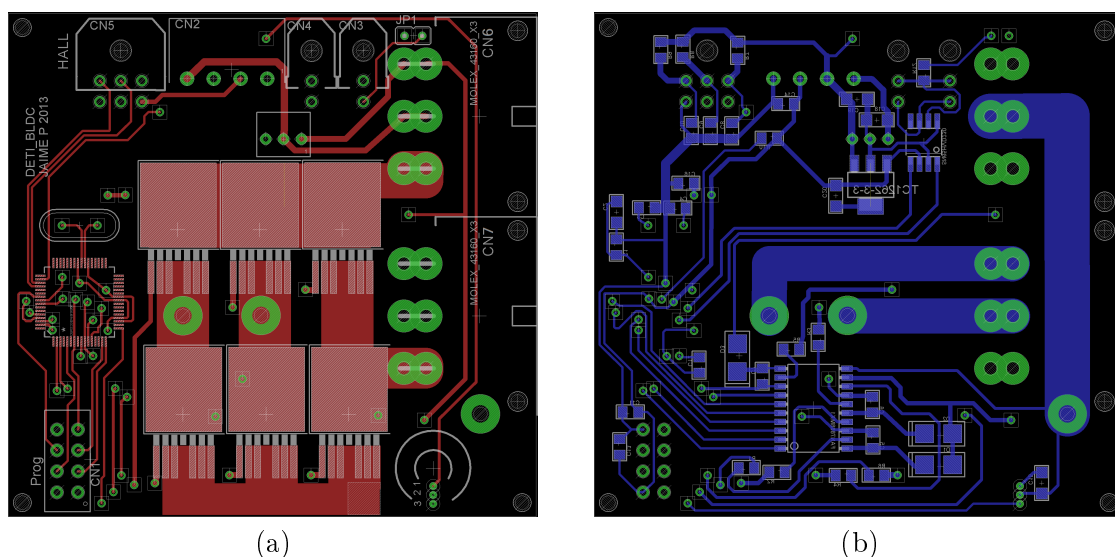


Figura 4.14: (a) Projecto - Top (b) Projecto - Bottom

⁷ www.cadsoftusa.com

Uma vez desenhada a placa de circuito impresso, foi possível o seu fabrico. Esta possui duas particularidades, o facto de poder ligar-se a várias placas iguais, através do mesmo barramento CAN, para controlar vários motores e permitir comunicação entre ambas. A segunda particularidade é o facto de possuir uma ficha, que na ausência ou presença dos dois reguladores de tensão na placa, a alimentação da electrónica de controlo possa ser feita externamente através de energia solar ou outra fonte. No caso em que estejam presentes os reguladores, a fonte de energia solar deverá providenciar uma única tensão de alimentação. Na ausência dos reguladores, a fonte de energia solar deverá ser um módulo que forneça as três tensões de alimentação necessárias ao correcto funcionamento do controlador. A informação mais detalhada encontra-se nas especificações do mesmo, no apêndice B.

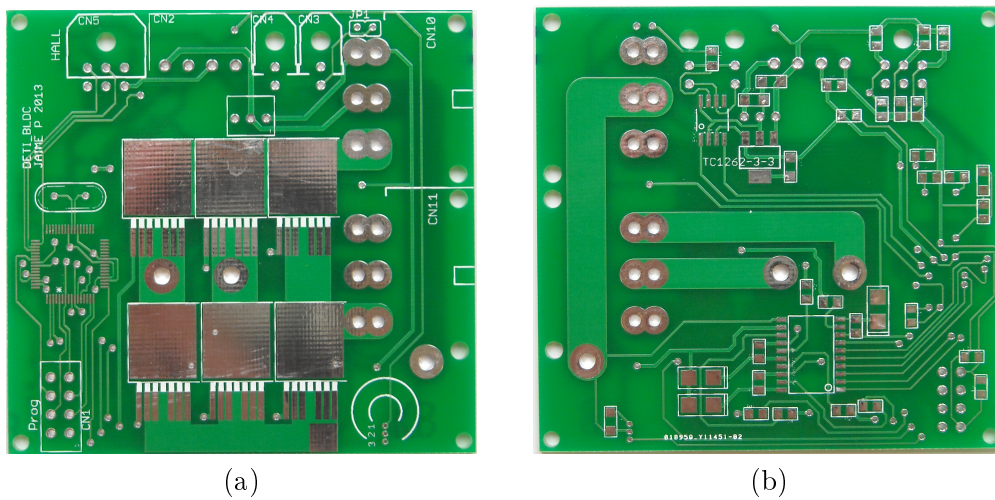


Figura 4.15: (a) PCB - Top (b) PCB - Bottom

A figura 4.15 apresenta o PCB antes do processo de soldadura dos componentes. A figura seguinte apresenta a placa já concluída.

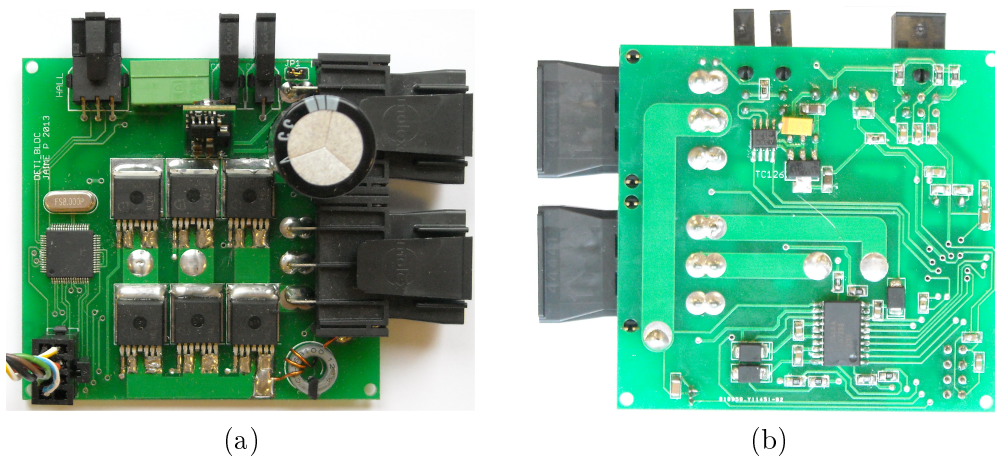


Figura 4.16: (a) PCB Final - Top (b) PCB Final - Bottom

4.5 Testes ao controlador final

Os testes efectuados ao controlador em PCB foram realizados com o motor sem carga. Numa primeira fase foi necessário verificar se todos os componentes se encontravam correctamente montados e soldados através de algumas medições de condutividade e tensões em determinados pontos do circuito. De seguida procedeu-se à primeira programação do controlador em questão, utilizando para isso o código criado para o protótipo, controlo trapezoidal em malha aberta. Não houve a possibilidade de testar correctamente o funcionamento da comunicação CAN.

Uma vez que o controlador não possui a electrónica adicional utilizada no protótipo (potenciómetros, LEDs, botões) os valores das variáveis de ON/OFF e velocidade têm de ser introduzidas através de comandos. Decidiu-se explorar a potencialidade do plugin DMCI do MPLAB X, que simula em software estes mesmos componentes e interage com o controlador. No entanto, a comunicação em tempo real com o plugin revelou-se bastante complexa, pelo que se optou por introduzir as variáveis através da comunicação por porta série - UART - obtendo os gráficos em MATLAB. Ainda que não utilizado em tempo real, apenas em modo debugg, o plugin DMCI aparenta ter um grande potencial e, por isso, será discutido em trabalho futuro uma possível utilização do mesmo.

Os resultados de alguns testes efectuados ao controlador são descritos posteriormente no capítulo V.

Capítulo 5

Resultados

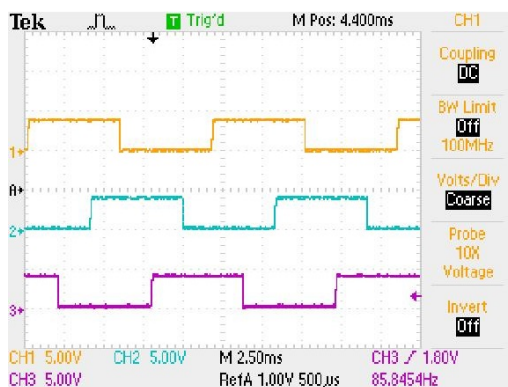
Neste capítulo são apresentados e discutidos os resultados obtidos dos testes efectuados tanto ao protótipo do controlador em placa branca, como à sua versão final em PCB.

5.1 Testes ao protótipo

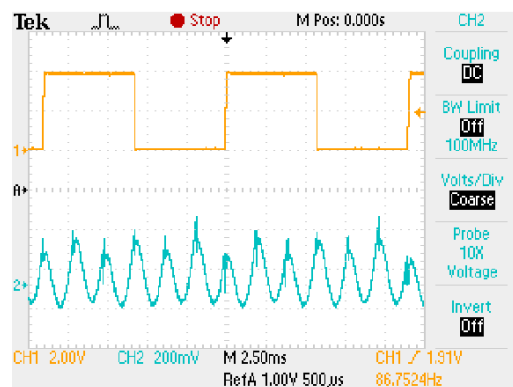
As imagens apresentadas de seguida correspondem a testes efectuados ao protótipo para o primeiro algoritmo de controlo implementado, o controlo trapezoidal em malha aberta.

Condições de operação:

- **Electrónica de controlo:** Alimentação a 12V
- **Ponte H e Motor:** Alimentação a 24V
- **Duty-cycle:** 100%
- **Motor:** Sem carga



(a) Sensores Hall - Amarelo: sensor 1, Azul: Sensor 2, Lilás: sensor 3

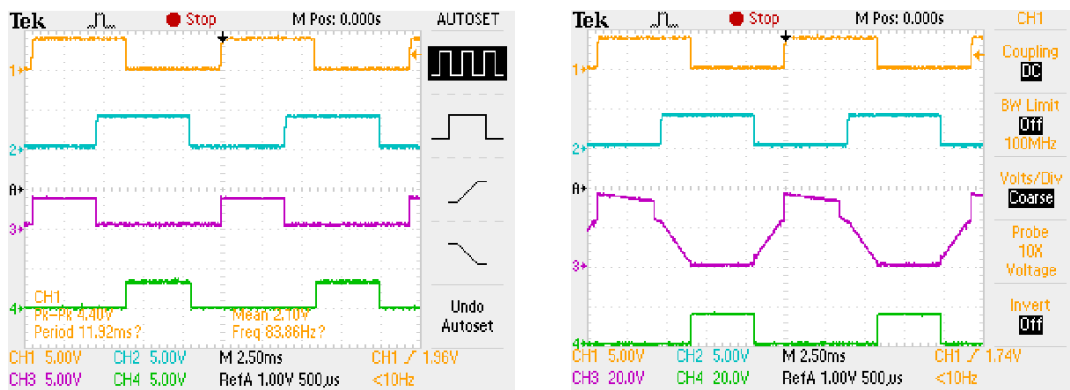


(b) Laranja: Sensor 1, Azul: Corrente no motor - Medição com $R = 0.1\Omega$

Figura 5.1: Informação dos sensores e corrente do motor

A figura 5.1 apresenta a informação fornecida pelos sensores de Hall, no intervalo respeitante a pouco mais de duas rotações completas do veio do motor. Como é possível reparar estes estão desfasados de 120° como especificado pelo fabricante. Verifica-se que a frequência do sinal de cada sensor é de aproximadamente 86 Hz, o que perfaz cerca de 5160 Rpm, valor este que se encontra muito próximo do especificado pelo fabricante do motor para a rotação sem carga à tensão nominal. Esta figura apresenta também o padrão da corrente do motor, medido através de uma resistência de 0.1Ω . É possível observar que o seu padrão possui seis picos positivos no intervalo de uma rotação, que são relativos aos instantes de comutação das seis fases. É também possível verificar que este padrão apresenta pouco ruído e interferência electromagnética.

De seguida, tomando como referência apenas o sensor 1 (a cor laranja nas imagens) e o sensor 2 (a cor azul nas imagens), apresentam-se os sinais de controlo gerados pelo microcontrolador e os sinais gerados pelo circuito de Drive, durante cada uma das seis fases de uma mesma rotação, visualizados em osciloscópio. Estas imagens estão de acordo e respeitam a nomenclatura do quadro resumo apresentado na figura 4.12 do capítulo IV.



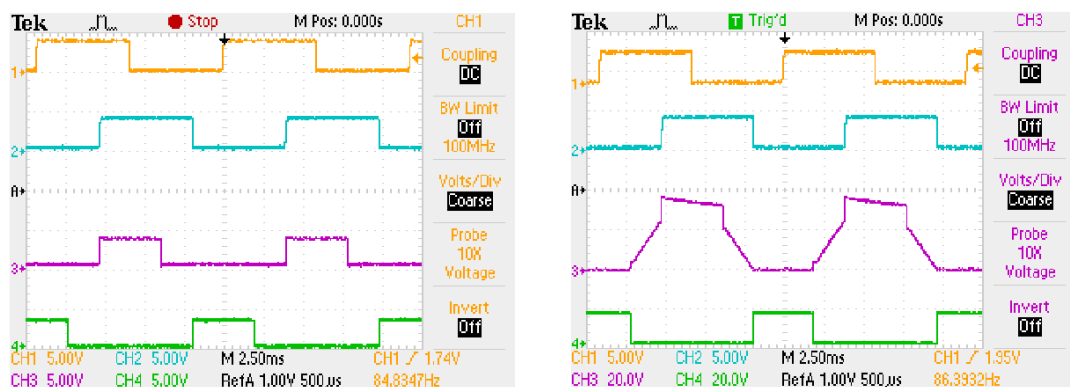
(a) Microcontrolador

Lilás: PWM1_H, Verde: PWM1_L

(b) Circuito de Drive

Lilás: Gate Q1, Verde: Gate Q2

Figura 5.2: Sinais respeitantes ao enrolamento A do motor



(a) Microcontrolador

Verde: PWM2_H, Lilás: PWM2_L

(b) Circuito de Drive

Lilás: Gate Q3, Verde: Gate Q4

Figura 5.3: Sinais respeitantes ao enrolamento B do motor

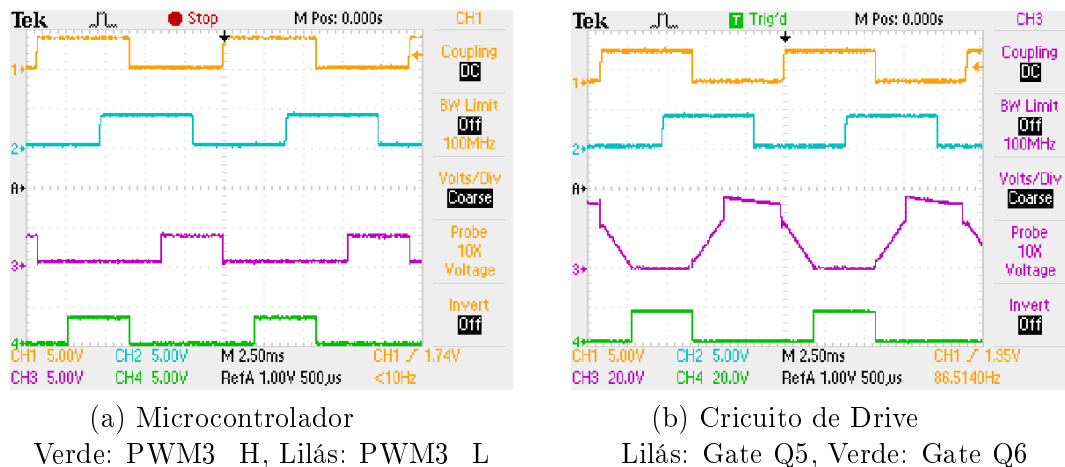


Figura 5.4: Sinais respeitantes ao enrolamento C do motor

A figura 5.5 apresenta a forma de onda de corrente/Força contra electromotriz em cada um dos três enrolamentos do motor, relativamente ao controlo trapezoidal efectuada. É possível observar que a forma de onda é bastante boa e limpa, com apenas alguns picos de ruído.

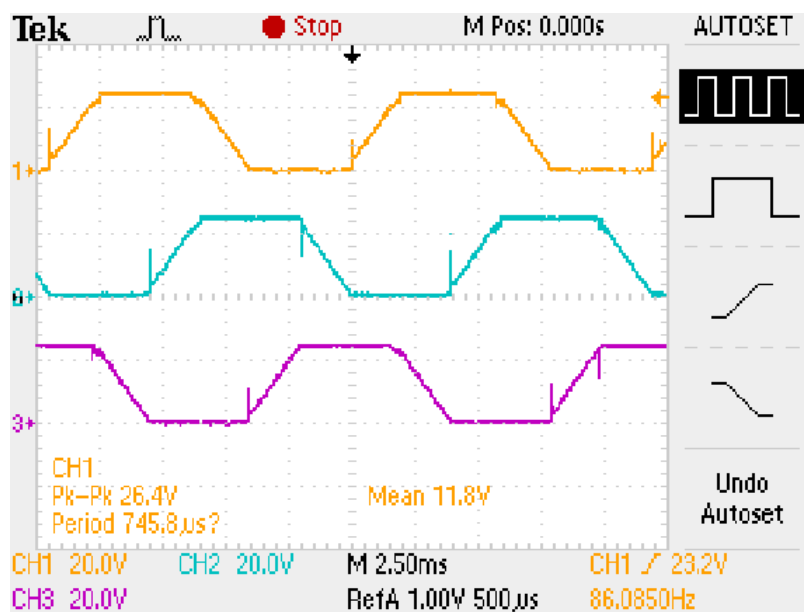


Figura 5.5: Controlo Trapezoidal: Formas de onda de corrente

5.1.1 Testes ao circuito de Drive

Estes testes consistiram na medição da corrente global da electrónica de controlo utilizando as duas soluções, drive com FAN7888MX e drive com Reguladores e Optocouplers. Para estas medições, a electrónica de controlo foi alimentada a 12V e foi inserida uma resistência de 0.1Ω para medição da corrente global do circuito. As duas soluções testadas apresentaram resultados bastante díspares. A tabela 5.1 apresenta os resultados medidos.

Driver	I_{supply}	Condições de Operação
FAN7888MX	≈ 54 mA	$V_{supply} = 12V, 50MIPS$
Reguladores e Optocouplers	≈ 170 mA	$V_{supply} = 12V, 50MIPS$

Tabela 5.1: Resultados dos circuitos de Drive

Ambas as soluções conseguiram com que o motor girasse correctamente apresentado formas de onda iguais. Porém o drive recorrendo a optocouplers e reguladores apresentou um consumo de corrente bastante superior. Este valor é facilmente explicado dada a corrente necessária para colocar em funcionamento o LED interno dos optocouplers. Juntando a este facto está que a eficiência dos reguladores, para os valores de potência em questão, poderá diminuir bastante. Esta solução apresenta-se também como uma solução que, em PCB, ocupa bastante espaço. A sua única vantagem reside no isolamento que cria entre a electrónica de controlo e a de potência. Porém este não é um factor crítico, pois o FAN7888MX proporciona alguma segurança dados os valores de tensão e corrente envolvidos na electrónica de potência.

Conjugando todos estes factores, o circuito adoptado para a realização do drive da ponte H foi o FAN7888MX.

5.1.2 Testes à frequência de operação

Na avaliação do impacto da frequência de operação, configurou-se o oscilador interno do microcontrolador para diversos valores e mediu-se, através de uma resistência de 0.1Ω a corrente necessária à electrónica de controlo. Os resultados, conforme esperado, traduzem um aumento da corrente com o aumento da frequência de operação. No entanto, os testes efectuados foram no sentido de conhecer se o aumento seria ou não significativo.

Frequência de Operação	I_{supply}	Condições de Operação
10 MIPS	≈ 20 mA	$V_{supply} = 12V$
20 MIPS	≈ 40 mA	$V_{supply} = 12V$
50 MIPS	≈ 54 mA	$V_{supply} = 12V$

Tabela 5.2: Variação da frequência de operação

Este tipo de teste permite uma ideia do compromisso existente entre velocidade/consumo energético. Para algoritmos de controlo de baixa/média complexidade uma frequência de 20 MIPS poderá ser o suficiente. No entanto é necessária uma cuidada análise sobre os tempos exigidos pelas rotinas de serviço à interrupção, leituras de ADC, velocidade da transmissão de dados via UART entre outros. A frequência de operação deve ser mantida o mais baixo possível de maneira a minimizar o consumo energético do microcontrolador, mas alta o suficiente para que não comprometa o controlo do motor. Por estas razões, o código criado para o microcontrolador foi realizado para uma frequência de 20 MIPS, no entanto a qualquer altura esta mesma frequência pode ser alterada para valores inferiores ou superiores se necessário.

5.1.3 Testes à frequência do PWM

Para a realização destes testes foi introduzida outra resistência de 0.1Ω , desta feita entre a alimentação inferior da Ponte H e a massa, a fim de medir a corrente na Ponte H e motor. Em paralelo foi também medida a corrente necessária à electrónica de controlo. Os testes foram efectuados para três valores de frequência do PWM, mantendo o valor do duty-cycle a 100% e o motor sem carga. Os resultados obtidos encontram-se na tabela 5.3.

Frequência PWM	$I_{Controlo}$	$I_{Potencia}$	Condições de Operação
20 kHz	≈ 54 mA	≈ 320 mA	$V_{Controlo} = 12V$, $V_{Potencia} = 24V$, 50MIPS, DC=100%
30 kHz	≈ 54 mA	≈ 320 mA	$V_{Controlo} = 12V$, $V_{Potencia} = 24V$, 50MIPS, DC=100%
40 kHz	≈ 54 mA	≈ 320 mA	$V_{Controlo} = 12V$, $V_{Potencia} = 24V$, 50MIPS, DC=100%

Tabela 5.3: Variação da frequência do PWM

É possível observar que não houve qualquer alteração a nível das correntes envolvidas, pelo que estes valores de frequência não traduzem impacto significativo nas perdas por comutação dos MOSFET da ponte H. Estes valores representam um intervalo dos mais usualmente encontrados em aplicações semelhantes e documentos técnicos assim como em controladores comerciais.

5.2 Testes ao controlador em PCB

Como referido no capítulo anterior, em primeira instância foi necessário verificar o correcto funcionamento do controlador. Para tal, foi feita uma cuidada verificação sobre a soldadura dos componentes de maneira a descobrir possíveis fontes de erro e avaria antes da primeira ligação do circuito. Após a programação do microcontrolador, verificou-se o correcto funcionamento do motor e do controlador, apresentado as formas de onda esperadas, semelhantes às apresentadas anteriormente para o protótipo.

A figura 5.6 apresenta a detecção da velocidade pelo microcontrolador. É representado um aumento gradual do duty cycle dos PWM, assim como variações bruscas no mesmo. O motor foi testado sem carga, estabelecendo a alimentação da ponte H em 30 V. O motor em questão possui uma constante de velocidade de 210 rpm/V pelo que o máximo de rotação que se pode obter, a 30 V em vazio, é 6300 rpm, valores estes que se encontram próximos dos representados na figura seguinte.

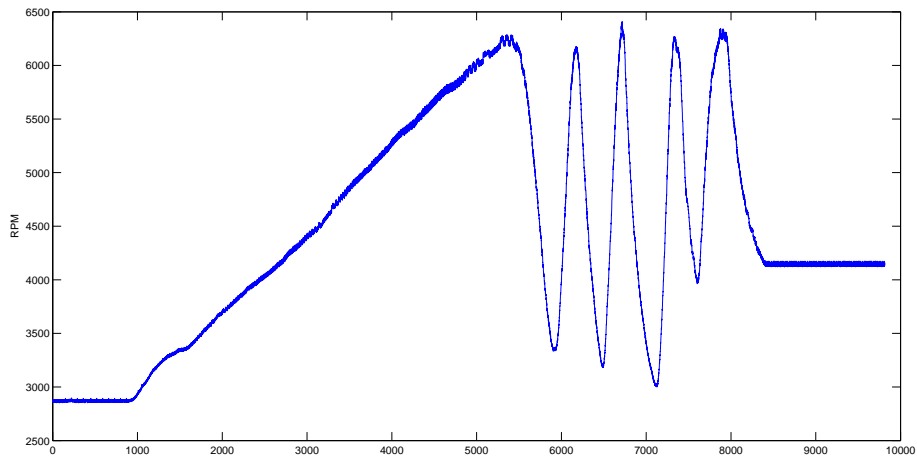


Figura 5.6: Detecção da velocidade

De seguida apresenta-se uma figura que representa a detecção de corrente na ponte H e no motor, através do sensor de Hall. Mantendo o duty-cycle dos PWM constante e a alimentação da ponte constante, actuou-se manualmente sobre o veio do motor, impondo assim uma carga arbitrária, travando-o. Por questões de limitação da corrente da fonte de alimentação, a corrente máxima atinge apenas perto de 4 A. Este sensor, necessita ainda no entanto de alguma calibração ao nível de software. É possível verificar na figura 5.7, que quando o motor se encontra em vazio e a corrente é de poucos mA não se consegue uma boa leitura. No entanto estas melhoram à medida que a corrente sobe, facto que é visível nos picos de corrente ilustrados na imagem aquando da travagem do motor.

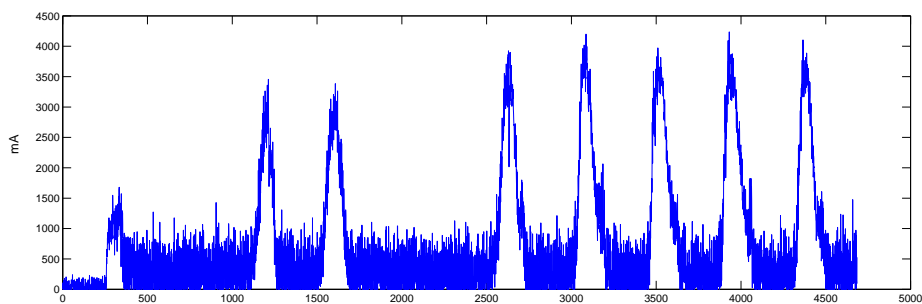


Figura 5.7: Detecção da corrente pelo sensor de Hall

5.2.1 Testes à electrónica de controlo - Ponte H não alimentada

A electrónica de controlo pode ser alimentada no intervalo $10\text{ V} < V_{\text{Controlo}} < 20\text{ V}$. A tabela 5.4 avalia a potência consumida pela electrónica de controlo para alguns valores neste intervalo, na situação em que não se alimentou a ponte H e conseqüentemente o motor. O valor do duty-cycle dos PWM, foi mantido a 100% e a frequência de operação em 20 MIPS.

$V_{Controlo}$	$I_{Controlo}$	Potência
10 V	≈ 31 mA	310 mW
15 V	≈ 20 mA	300 mW
20 V	≈ 16 mA	320 mW

Tabela 5.4: Consumo potência da electrónica de controlo

5.2.2 Testes à electrónica de controlo e de potência

Para estes testes a electrónica de controlo e de potência foram alimentadas com a mesma tensão. Duty-cycle dos PWM - 100%, 20 MIPS.

V_{supply}	$I_{Controlo}$	$I_{Potencia}$	Potência global
12 V	≈ 28 mA	≈ 210 mA	≈ 2.82 W
15 V	≈ 21 mA	≈ 260 mA	≈ 4.2 W
20 V	≈ 17 mA	≈ 305 mA	≈ 6.45 W

Tabela 5.5: Consumo de potência global do sistema

É possível observar através dos resultados obtidos nas tabelas 5.4 e 5.5, que a electrónica de controlo consome sempre a mesma potência independentemente do facto de o motor estar a rodar ou não, uma vez que os valores da corrente de controlo nas duas tabelas são bastante próximos.

É importante salientar que estes resultados não ilustram de forma evidente a potência dissipada pelos MOSFET, mas sim a potência total utilizada tanto pelo controlador como potência entregue ao motor. No entanto, a potência dissipada pelos MOSFET em questão, mesmo a correntes altas é bastante baixa, dado o seu valor também bastante baixo de $R_{DS(on)}$. Os cálculos para a eficiência global do controlador, tendo em conta a potência consumida pela electrónica de controlo e a potência dissipada nos MOSFET serão apresentados posteriormente.

5.2.3 Testes à corrente máxima admissível

Este teste teve como intuito o conhecimento do valor máximo da corrente que pode circular nas pistas de potência do controlador. Este valor servirá para determinar qual a potência máxima que pode ser entregue a um motor pelo controlador, assim como a sua eficiência, assim como o estabelecimento de um valor máximo de segurança nas suas especificações.

As pistas que constituem o ponto de ligação da alimentação positiva e negativa da ponte H possuem ambas a mesma largura. No entanto a pista da alimentação negativa é mais comprida e por isso foi a pista escolhida para realização deste teste.

Este teste consistiu na introdução de uma resistência de 0.1Ω em série com a pista, fazendo passar através destas uma corrente que foi sendo aumentada ao longo do tempo. Em paralelo foi sendo medida a sua temperatura assim como a temperatura da resistência como mostrado na figura 5.8.

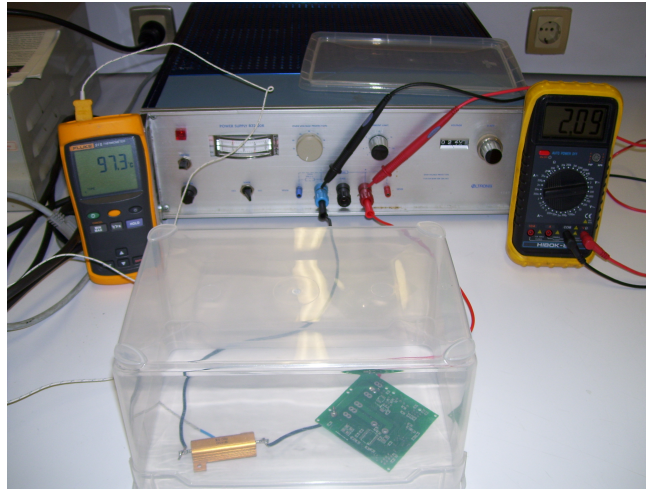


Figura 5.8: Teste de corrente máxima

Na figura 5.8 é possível verificar que a tensão de saída da fonte de alimentação é aproximadamente de 2.1 V, o que significa que estão cerca de 21 A a percorrer a pista e a resistência. A temperatura que está a ser medida é a da resistência de 0.1Ω que pode dissipar um máximo de 50W. No momento da imagem encontrava-se a uma temperatura já bastante elevada. O equipamento disponível não permitiu uma corrente superior a aproximadamente 22 A, valor este para o qual também não se observou rotura da pista que manteve a sua temperatura nos 41°C , como apresenta a figura 5.9. De seguida são também apresentados algumas medidas relevantes.



Parâmetro	Valor
Corrente máxima	$\approx 22 \text{ A DC}$
Queda de tensão máxima na pista	$\approx 65 \text{ mV DC}$
Resistência máxima da pista	$\approx 3 \text{ m}\Omega$
Temperatura máxima	$\approx 41^{\circ}\text{C}$

Figura 5.9: Medidas efectuadas

5.2.4 Aproximação ao cálculo da eficiência energética do controlador

No decorrer do projecto não foi possível adaptar mecanicamente o veio do motor para o poder acoplar a uma carga. Esse facto impossibilitou a medição do torque máximo e potência mecânica entregue pelo motor. Os cálculos seguintes traduzem uma aproximação do valor da eficiência do controlador, excluindo as perdas energéticas do motor. Para tal, tem-se em conta a potência consumida pela electrónica de controlo, as perdas de dissipação dos mosfets, perdas de switching bem como a potência dissipada em pistas e conectores. A resistência das

pistas e conectores foi de mais difícil medição, pelo que o seu valor é também ele aproximado.

Dados:

- Potência: 250 W
- Tensão de alimentação do motor: 24 V (tensão nominal)
- Corrente nominal do motor: 7.5 A RMS
- Corrente por fase: 2.45 A RMS
- Tensão de alimentação da Electrónica de controlo: 15 V

Potência consumida pela electrónica de controlo: ≈ 300 mW

Perdas nos MOSFET, cálculo para R_{DS} máximo:

$$P_{R_{DS}} = (R_{DS}(High - Side) \times I_{phase}^2) + (R_{DS}(Low - Side) \times I_{phase}^2)$$

$$= (1.6 \times 10^{-3} \times 2.45^2) \times 2, \text{ MOSFET's iguais}$$

$$= 192mW \approx 200mW$$

Perdas de switching:

$$P_{SW} = (1/2 \times V_s \times I_{phase} \times t_r \times f) + (1/2 \times V_s \times I_{phase} \times t_f \times f)$$

V_s - Tensão de alimentação

t_r - Tempo de subida do MOSFET

f - Frequência de operação (PWM)

t_f - Tempo de descida do MOSFET

$$P_{SW} = (1/2 \times 24 \times 2,45 \times 80 \times 10^{-9} \times 20 \times 10^3) + (1/2 \times 24 \times 2,45 \times 20 \times 10^{-9} \times 20 \times 10^3)$$

$$P_{SW} = 47 \text{ mW}$$

Perdas nas pistas e conectores:

Resistência das pistas e conectores de difícil medida e por isso arredondado por excesso.

R_{pc} , Resistência total de pistas e conectores por fase

P_{pc} , Perdas totais em pistas e conectores

$$R_{pc} \approx 30m\Omega$$

$$P_{pc} = (R_{pc} \times I_{phase}^2) \times 3 = 540 \text{ mW}$$

Potência dissipada total: $300 \text{ mW} + 200 \text{ mW} + 47 \text{ mW} + 540 \text{ mW} \approx 1,1 \text{ W}$

Eficiência $\approx 99\%$

Capítulo 6

Conclusões e trabalho futuro

Neste capítulo são discutidas algumas das conclusões relativas ao controlador desenvolvido. São também apresentados alguns aspectos propostos para um possível desenvolvimento no futuro.

6.1 Conclusões

O trabalho desenvolvido representou um enorme enriquecimento. Todo o processo de estudo e entendimento de um problema, até ao concretizar de uma solução permitiu adquirir novo conhecimento e consolidar algum do obtido durante todo o percurso académico. Os principais objectivos propostos foram atingidos. No entanto, existe ainda espaço para algum trabalho e desenvolvimento futuro, pois todo este projecto assenta numa lógica de melhoria contínua e constante optimização.

O controlo trapezoidal, ainda que testado em malha aberta, apresentou-se como uma solução eficaz e que responde bem às necessidades exigidas. O uso de sensores de Hall no motor facilitou o seu funcionamento e permitiu reduzir a electrónica que seria necessária caso se realizasse comutação *sensorless*.

Ainda em testes laboratoriais tentou-se realizar a implementação do controlo sinusoidal, de maneira a permitir comparar os dois tipos de controlo. No entanto, dada a complexidade deste tipo de controlo, não se conseguiu chegar a uma versão do código que funcionasse realmente bem, apresentando-se sem problemas.

O dsPIC utilizado no projecto revelou-se uma solução muito satisfatória, contendo todos os recursos necessários configuráveis para realizar as mais diversas operações, ao mesmo tempo que possui uma enorme versatilidade e potencial no que toca ao futuro controlo do motor já incorporado no veículo. A todos estes factores soma-se a baixa potência consumida. Todos os restantes componentes adoptados para o projecto revelaram-se também como boas escolhas, funcionando bem, proporcionando sinais com boas formas de onda e pouco ruído, assim como sendo capazes de entregar a potência necessária requerida neste projecto.

No que toca à eficiência global do controlador, alcançou-se um resultado bastante bom e a potência exigida pelo mesmo contribui para a diminuição do consumo das baterias. No global, o controlador desenvolvido apresenta-se como uma solução de enorme versatilidade, não só porque responde aos requisitos necessários, como foi desenvolvido já pensando em pequenas alterações futuras dado o regulamento da competição Shell Eco-marathon. É o caso, por exemplo, da energia solar que para efeitos de consumo de potência não é contabilizada na prova.

O controlador desenvolvido permite também que este se ligue a múltiplos controladores iguais a si, através do mesmo barramento CAN de maneira a ser possível controlar tantos motores quantos se pretenda. A juntar a este facto está que, mesmo tendo sido realizado para controlar um motor BLDC, pode ser usado para controlar um motor DC com escovas.

Outra conclusão relevante retirada deste projecto é que o custo necessário para reproduzir este controlador é bastante baixo, comparado com o custo de controladores semelhantes comercializados por alguns fabricantes, nomeadamente dos motores utilizados. O controlador desenvolvido apresenta-se também como uma solução realizada à medida do projecto, não existindo qualquer tipo de limitação imposto pelos controladores dos fabricantes, nem com funcionalidades extra que sejam desnecessárias e que contribuam para o aumento do consumo energético. A juntar a tudo isto está o facto de ser realizado utilizando o conhecimento existente por parte de alunos e docentes, conhecimento este que é figura de mérito desta instituição.

Em suma, o controlador desenvolvido constitui uma plataforma plenamente funcional, bastante eficiente, que responde aos requisitos pretendidos e onde se pretendeu assegurar que únicos melhoramentos e trabalho futuro a realizar fosse apenas ao nível da camada de software.

6.2 Trabalho Futuro

De maneira a poder participar na competição existe ainda algum trabalho pela frente. Numa primeira fase seria importante adaptar o motor mecanicamente de maneira a que fosse possível medir rigorosamente o torque máximo e a eficiência global do sistema com o motor acoplado a uma carga. Estes testes seriam importantes na medida em que seria possível o estudo de regimes de operação do motor que evidenciassem a zona de maior eficiência do mesmo. Seria também possível, uma vez finalizado o controlo em malha fechada, testar os melhores parâmetros do compensador PID para o resultado pretendido. Para o controlo em malha fechada e ajuste dos parâmetros do PID, seria interessante a utilização do plugin DMCI com comunicação em tempo real com o controlador.

Uma vez finalizados os testes em malha fechada para o controlo trapezoidal, será necessário o estabelecimento do protocolo CAN entre o controlador e o veículo, de maneira a que seja possível obter os valores de velocidade referência e de activação/desactivação do motor através do volante. Paralelamente a este trabalho, terá de ser desenvolvido o sistema mecânico responsável por acoplar/desacoplar o motor da roda motriz.

Finalmente, após todo o sistema electrónico e mecânico estar funcional e operacional, seria interessante testar o controlo sinusoidal de maneira a poder comparar resultados a nível de eficiência e consumo energético com o controlo trapezoidal efectuado.

Para finalizar, durante o projecto, como resultado de algumas pesquisas, encontrou-se um tipo de motor que apresenta valores de eficiência/potência extraordinários. É o caso, por exemplo, do In-Wheel Motor da companhia CSIRO, que possui uma eficiência de 97% para um torque de até 31 Nm, 1800 W[20]. O seu valor monetário é bastante elevado, mas futuramente poderá pensar-se na aquisição de um exemplar ou até no desenvolvimento de um motor semelhante na Universidade de Aveiro.

Apêndice A

Arquitectura

Nesta secção é apresentada informação relevante sobre o veículo Hammershark, bem como as características do motor escolhido para o projecto. São também apresentados alguns cálculos de suporte à realização do controlador e de escolha do motor.

A.1 Veículo Hammershark

O Hammershark é um veículo concebido para poder funcionar com duas soluções distintas. Actualmente encontra-se a funcionar com motor de combustão interna. No entanto, será adaptado para funcionar a motor eléctrico e alimentado a bateria. O seu chassi é uma estrutura em aço vazado e a sua carroçaria foi construída com uma camada muito fina de fibra de carbono, apresentado-se muito leve. Possui três rodas, sendo que as duas dianteiras são apenas direccionais e a traseira é a roda motriz. O seu peso é de aproximadamente 45 kg e as suas rodas possuem um diâmetro de 20 polegadas. A solução actual com motor de combustão apresenta um sistema de desmultiplicação de 15:1. A figura A.1 apresenta um modelo 3D do veículo.

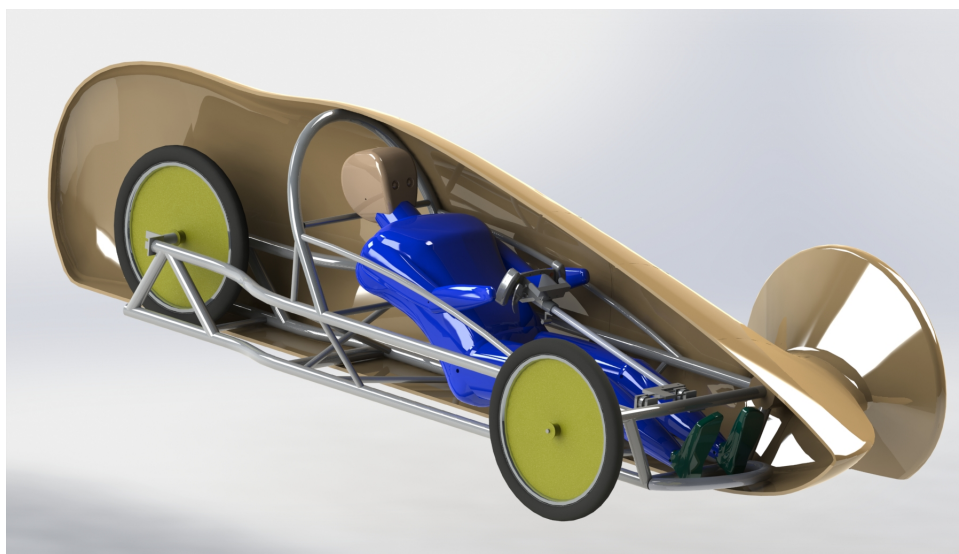


Figura A.1: Modelo do veículo Hammershark

A.2 Cálculos para escolha do motor

Dados do veículo:

- Peso carro: 45 Kg
- Peso condutor: 50 Kg
- Diâmetro roda: 20 polegadas = 50.8 cm, Raio = 25.4 cm
- Velocidade máxima pretendida: 40 km/h
- Coeficiente atrito pneus: 0,0024
- Motor: Velocidade nominal: 4300 rpm, Torque nominal: 331 mNm

Velocidade:

$$V_{max} = 40 \text{ km/h} = 11.11 \text{ m/s}$$
$$\omega_{max} = 43,75 \text{ rad/s} = 418 \text{ rpm}$$

Atrito:

$$\text{Força de atrito: } F_a = M \times g \times \alpha = (50 + 45) \times 9,8 \times 0,0024 = 2,23 \text{ N}$$

$$\text{Factor de redução pretendido: } 4300/418 \approx 10$$

Binários:

$$B_{roda} = 10 \times B_{motor} \times (\text{eficiência da caixa de redução } \eta)$$

$$B = R \times F$$

$$F_{roda} = (10 \times B_{motor} \times \eta) / R_{roda} = 13 \times \eta \quad \text{N}$$

$$F_{roda} > F_a \Rightarrow F_{roda} \geq 13 \times \eta - 2.23, \text{ Supôr } \eta = 0,98 \Rightarrow F_{roda} \geq 10.51 \text{ N}$$

$$F_{roda} = ma \Rightarrow a = 0.111 \text{ m/s}^2$$

$$a = dv/dt \Rightarrow dt = 11,11/0.111 = 100\text{s} \Rightarrow 1 \text{ min. e } 40 \text{ segundos dos } 0 \text{ aos } 40 \text{ km/h}$$

Com dois motores

$$F_{roda} > F_a \Rightarrow F_{roda} \geq 26 \times \eta - 2.23, \text{ Supôr } \eta = 0,95 \Rightarrow F_{roda} = 23.25 \text{ N}$$

$$F_{roda} = ma \Rightarrow a = 0.245 \text{ m/s}^2$$

$$dt = dv/a \Rightarrow 11,11/0.245 = 45\text{s} \Rightarrow 45 \text{ s dos } 0 \text{ aos } 40 \text{ km/h}$$

As imagens seguintes apresentam estes mesmos resultados, mas implementando uma simulação em Matlab. Para tal encontrou-se a função de transferência do motor utilizando os valores e constantes do motor especificados no datasheet do fabricante. Calculando correctamente os valores para a carga e atrito é possível verificar a resposta ao degrau dessa mesma função de transferência como se apresenta na figura A.2, tanto para a solução com um motor, como para a solução com dois motores. Os valores de amplitude correspondem às rpm do motor e apresentam-se ligeiramente desviados dos calculados teoricamente, também devido ao facto de que nos cálculos não se incluiu o coeficiente de atrito do próprio motor. No entanto, este desvio não é significativo.

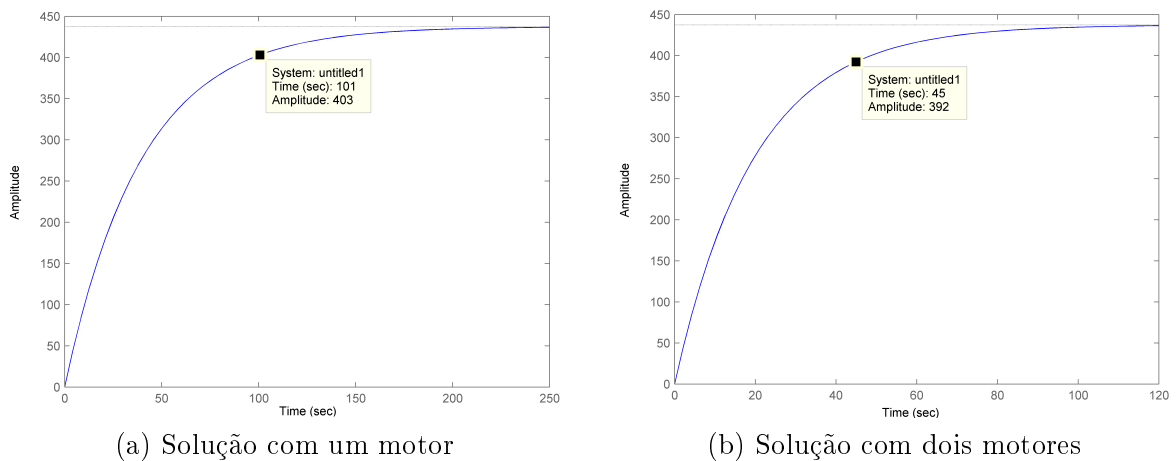
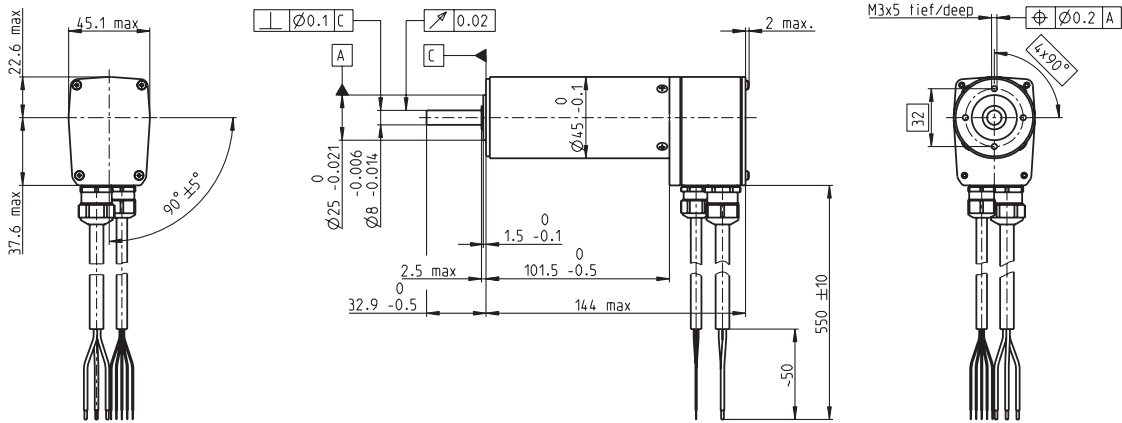


Figura A.2: Resposta do(s) motor(es) na fase de arranque

A.3 Características do motor

As características do motor escolhido são as apresentadas na página seguinte, a qual foi retirada do catálogo da companhia Maxon Motor para o ano de 2013.

EC 45 Ø45 mm, brushless, 250 Watt



M 1:4

- Stock program
- Standard program
- Special program (on request)

Part Numbers

136210	136207	136211	136208	136212	136209
--------	--------	--------	--------	--------	--------

Motor Data

Values at nominal voltage		24	24	36	36	48	48
1 Nominal voltage	V	24	24	36	36	48	48
2 No load speed	rpm	8670	5000	10400	6010	10700	6160
3 No load current	mA	897	341	834	312	656	244
4 Nominal speed	rpm	7970	4300	9730	5320	10000	5490
5 Nominal torque (max. continuous torque)	mNm	311	331	312	341	316	347
6 Nominal current (max. continuous current)	A	12.5	7.51	10.2	6.21	7.94	4.86
7 Stall torque	mNm	4400	2540	5750	3320	6110	3530
8 Starting current	A	167	55.8	175	58.3	143	47.7
9 Max. efficiency	%	86	85	87	86	87	87
Characteristics		0.143	0.43	0.206	0.617	0.336	1.01
10 Terminal resistance phase to phase	Ω	0.143	0.43	0.206	0.617	0.336	1.01
11 Terminal inductance phase to phase	mH	0.0565	0.17	0.0883	0.265	0.149	0.448
12 Torque constant	mNm/A	26.3	45.5	32.8	56.9	42.7	73.9
13 Speed constant	rpm/V	364	210	291	168	224	129
14 Speed/torque gradient	rpm/mNm	1.98	1.98	1.82	1.82	1.76	1.76
15 Mechanical time constant	ms	4.34	4.34	3.99	3.99	3.85	3.85
16 Rotor inertia	gcm ²	209	209	209	209	209	209

Specifications

Thermal data	
17 Thermal resistance housing-ambient	1.7 K/W
18 Thermal resistance winding-housing	1.1 K/W
19 Thermal time constant winding	31 s
20 Thermal time constant motor	1570 s
21 Ambient temperature	-20...+100°C
22 Max. permissible winding temperature	+125°C
Mechanical data (preloaded ball bearings)	
23 Max. permissible speed	12000 rpm
24 Axial play at axial load < 20 N	0 mm
24 Axial play at axial load > 20 N	max. 0.15 mm
25 Radial play	preloaded
26 Max. axial load (dynamic)	16 N
27 Max. force for press fits (static) (static, shaft supported)	182 N
27 Max. force for press fits (static) (static, shaft supported)	5000 N
28 Max. radial loading, 5 mm from flange	180 N

Other specifications

29 Number of pole pairs	1
30 Number of phases	3
31 Weight of motor	1150 g
Protection to	IP54*

Values listed in the table are nominal.

Connection motor (Cable AWG 16)

Cable 1	Motor winding 1
Cable 2	Motor winding 2
Cable 3	Motor winding 3

Connection sensors (Cable AWG 24)¹⁾

white	Hall sensor 3
brown	Hall sensor 2
green	Hall sensor 1
yellow	GND
grey	V _{hall} 4.5...24 VDC

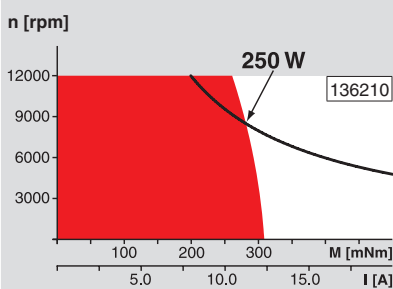
Wiring diagram for Hall sensors see p. 35

¹⁾ Not lead through in combination with resolver.

Option

Temperature monitoring, PTC resistance Micropille
 110°C, R 25°C < 0.5 kΩ, R 105°C = 1.2...1.5 kΩ,
 R 115°C = 7...13 kΩ, R 120°C = 18...35 kΩ

Operating Range



Comments

- Continuous operation**
In observation of above listed thermal resistance (lines 17 and 18) the maximum permissible winding temperature will be reached during continuous operation at 25°C ambient.
= Thermal limit.
- Short term operation**
The motor may be briefly overloaded (recurring).
- Assigned power rating**

maxon Modular System

Overview on page 20 - 25

Planetary Gearhead

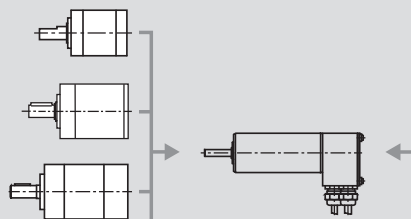
Ø42 mm
3 - 15 Nm
Page 270

Planetary Gearhead

Ø52 mm
4 - 30 Nm
Page 273

Planetary Gearhead

Ø62 mm
8 - 50 Nm
Page 275



Recommended Electronics:

ESCON 50/5	Page 321
ESCON Module 50/5	321
ESCON 70/10	321
DECS 50/5	324
DEC Module 50/5	325
EPOS2 50/5, 70/10	331
EPOS3 70/10 EtherCAT	337
Notes	24

Encoder HEDL 9140

500 CPT,
3 channels
Page 310

Resolver Res 26

Ø26 mm
10 V
Page 316

Brake AB 28

24 VDC
0.4 Nm
Page 349

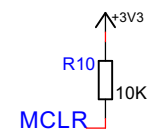
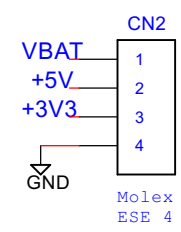
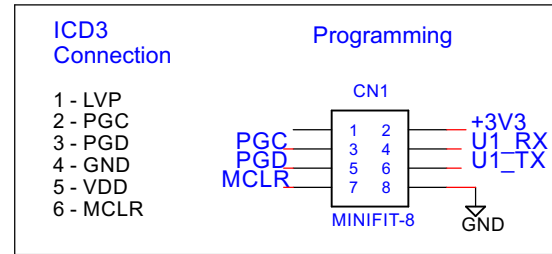
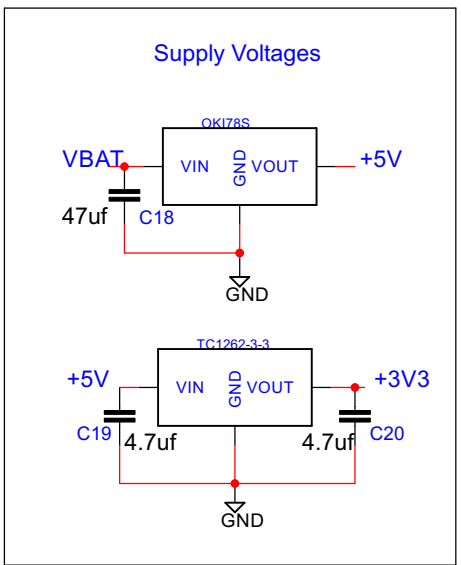
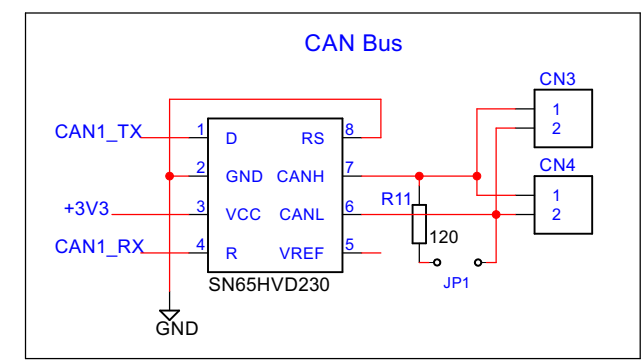
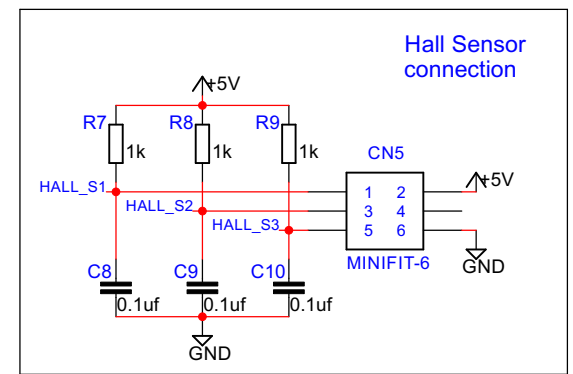
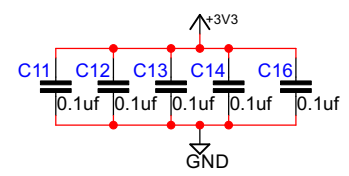
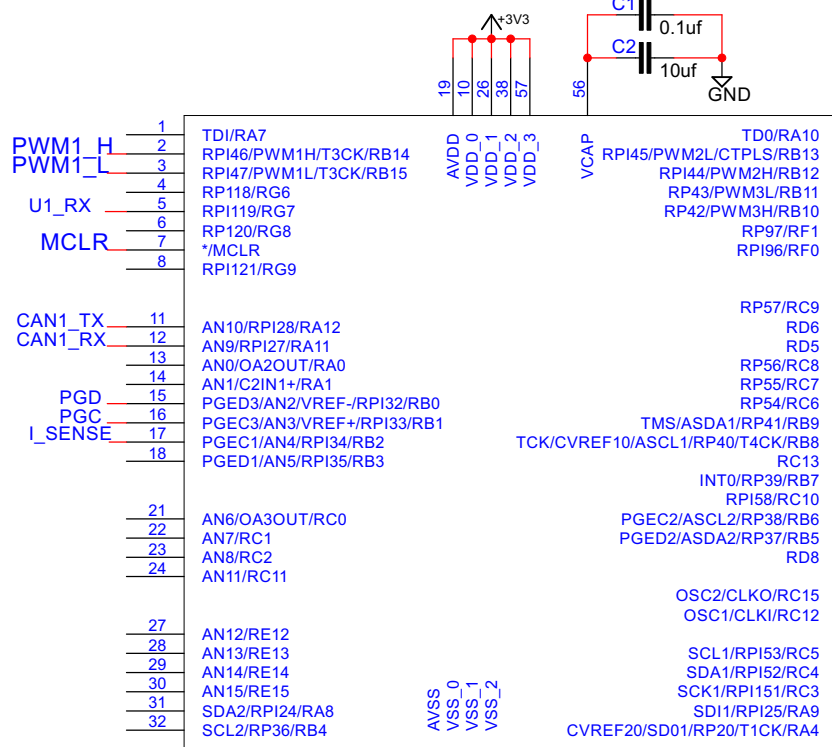
*Protection level only when installed with flange-side seal.

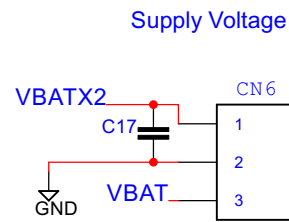
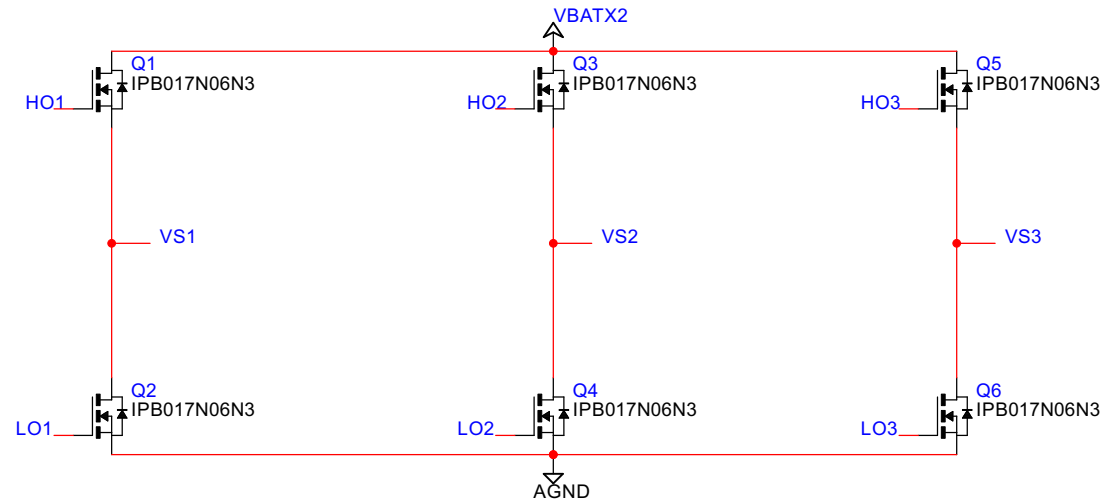
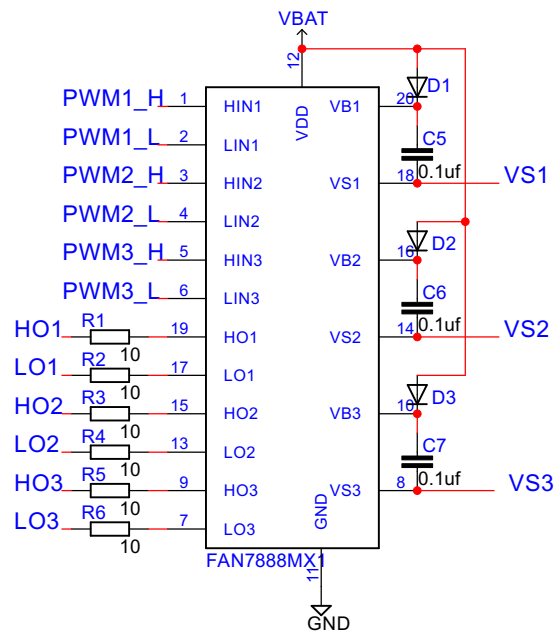
Apêndice B

Implementação e Protótipo

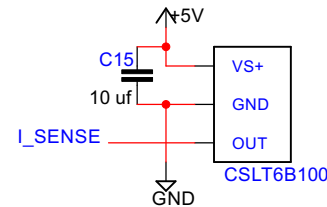
Nesta secção é apresentado o esquema eléctrico do controlador realizado, bem como as especificações eléctricas do mesmo.

B.1 Esquemático do controlador

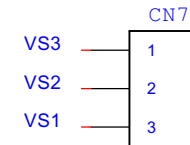




Hall Sensor
Current Measure



Motor
Connection



Universidade de Aveiro Dep. de Electrónica, Telecomunicações e Informática		
TITLE: DETI_BLDC		
Size A4	Document Number: Versão 1 - Jul/2013, Jaime Pereira	REV:
Date: 11/11/2013 23:35:47	Page 2/2	

B.2 Especificações eléctricas

Motores

Motores DC	250 / 500 W
Motores EC (BLDC)	250 / 500 W

Sensores

Sem sensor (DC)	Sim
Sensores Hall	Sim

Modo de Operação

Controlo de corrente	Sim
Controlo de velocidade (malha aberta)	Sim
Controlo de Velocidade (malha fechada)	Sim

Dados Eléctricos

Tensões mínimas VBAT/VBATX2	10 V / 12 V
Tensões máximas VBAT/VBATX2	20 V / 48 V
Corrente de saída máxima contínua	20 A
Frequência PWM	20 a 50 kHz (Configurável)
Eficiência Máxima	99 %

Inputs

Tensões de alimentação	VBAT, VBATX2
Sinais dos sensores de Hall	Hall_S1, Hall_S2, Hall_S3
Entradas auxiliares (CN2)	VBAT, 5V, 3.3V

Outputs

Sinais do Motor	Motor_W1, Motor_W2, Motor_W3
-----------------	------------------------------

Tensões de saída

Sensores de Hall	+5 VDC
Auxiliares (CN2)	VBAT, 5V, 3.3V

Interface

Comunicação	CAN UART (Configurável)
Programação	ICD3 / Pickit 3

Protecção

Funções de protecção	Limite de corrente, sobreintensidades
----------------------	--

Dados Mecânicos

Comprimento	75 mm
Largura	72 mm
Altura	50 mm

Software

Programação e desenvolvimento	MPLAB X IDE, compilador XC16
Sistemas operativos	Windows, Linux

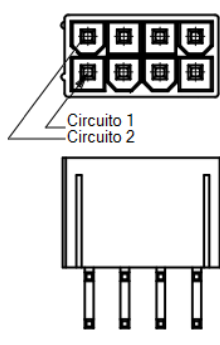
Lista de componentes

Nome	Valor	Package
dsPIC33EP64MC506	-	TQFP-64
FAN7888MX	-	SOIC-20
OKI-78sr	3.3/1.5-W36-C	(10.4 x 16.5 x 7.62) mm
TC1262	3.3VDB	SOT-223
SN65HVD230	-	SOIC-08
XTAL	8MHz	HC-49/U-S
Q1,Q2,Q3,Q4,Q5,Q6	IPB017N06N3	PG-TO263-7
D1, D2, D3	-	DO-214AB
C1, C5, C6, C7, C8, C9, C10, C11, C12, C13, C14, C16	0.1 uF	0805 SMD
C2, C15	10 uF	0805 SMD
C3, C4	20 pF	0805 SMD
C17	3300 uF, 35V	Radial
C18	47 uF	1812 SMD
C19, C20	4.7 uF	0805 SMD
R1, R2, R3, R4, R5, R6	10 Ω	0805 SMD
R7, R8, R9	1 k Ω	0805 SMD
R10	10 k Ω	0805 SMD
R11	120 Ω	0805 SMD
CN1	8 Circuitos	Molex Mini-fit [®] , Vertical
CN2	4 Circuitos	Eurostyle ESE 39502-10XX
CN3, CN4	2 p Circuitos	Molex Mini-fit [®] , Horizontal
CN5	6 Circuitos	Molex Mini-fit [®] , Horizontal
CN6, CN7	3 Circuitos	Molex Sabre [™] , Horizontal
JP1	2 Pins	Jumper, Pitch: 2.5 mm

Fichas e conectores

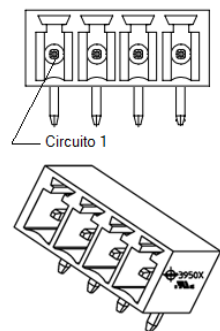
Descrição e esquema das conexões e respectivos sinais¹.

CN1: Ficha de Programação



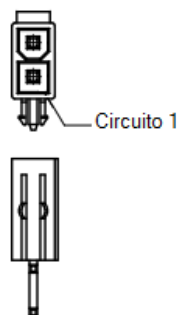
Pino	Sinal
1	-
2	+3.3 V
3	PGC
4	U1_RX
5	PGD
6	U1_TX
7	MCLR
8	GND

CN2: Auxiliar (input/output)



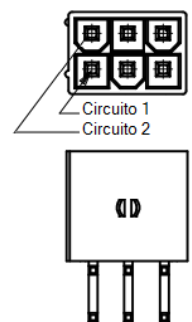
Pino	Sinal
1	VBAT
2	+5 V
3	+3.3 V
4	GND

CN3 e CN4: Barramento CAN



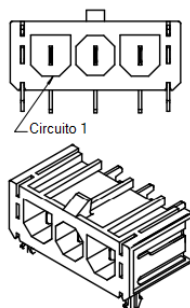
Pino	Sinal
1	CANH
2	CANL

CN5: Sensores de Hall



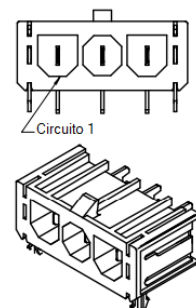
Pino	Sinal
1	Hall_S1
2	+5 V
3	Hall_S2
4	-
5	Hall_S3
6	GND

CN6: Conexão das Baterias



Pino	Sinal
1	VBATX2
2	GND
3	VBAT

CN7: Conexão do Motor



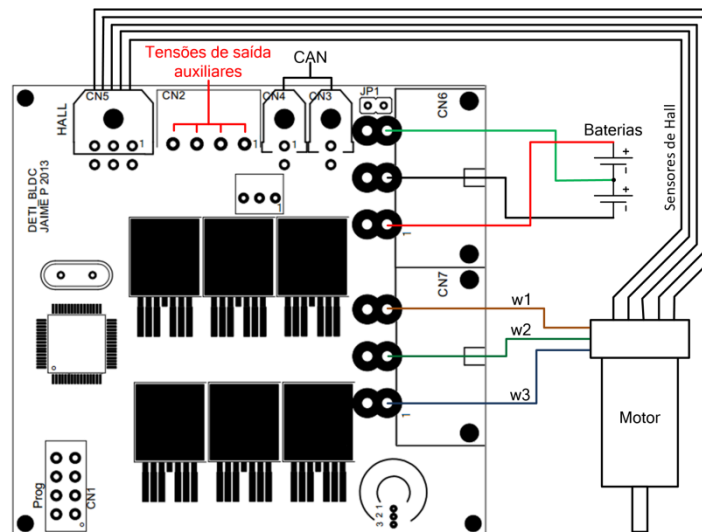
Pino	Sinal
1	Motor_W3
2	Motor_W2
3	Motor_W1

¹ Imagens adaptadas de www.molex.com

Exemplos de Ligação

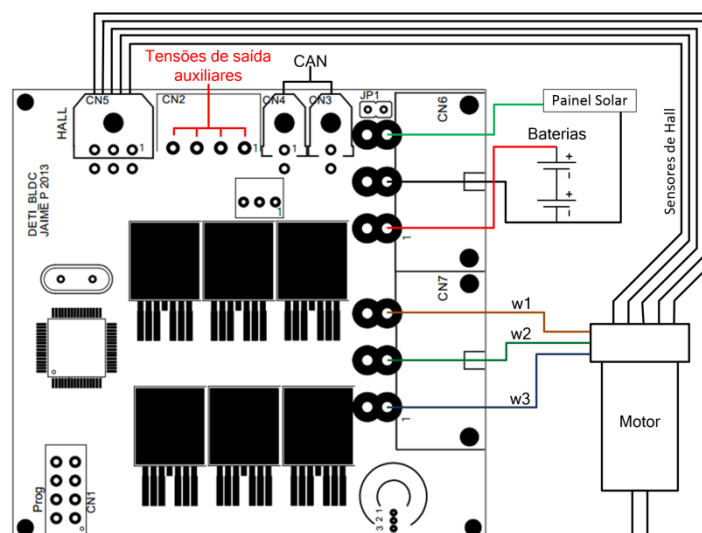
- Ligação com uma única fonte de energia:

Energia fornecida ao motor e à electrónica de controlo provinda exclusivamente de baterias. Ficha CN2 fornece tensões de saída auxiliares.



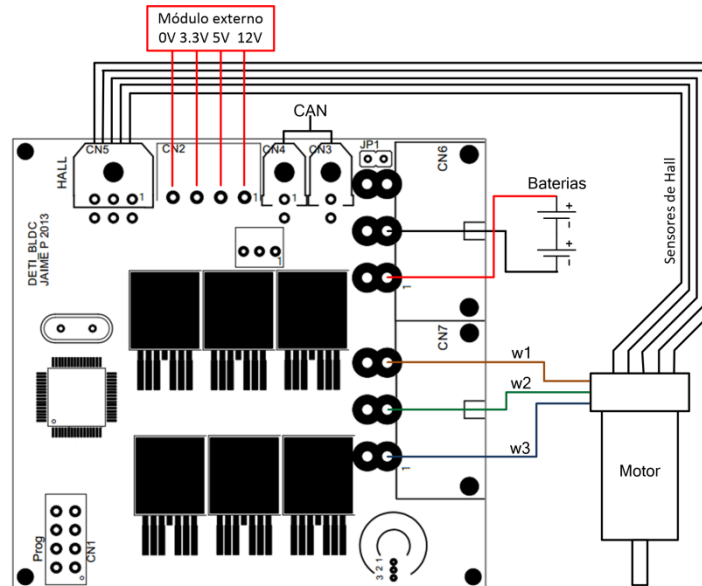
- Ligação com duas fontes de energia - Reguladores incorporados:

Os reguladores de tensão encontram-se soldados na placa. Energia fornecida ao motor provém das baterias. A energia para a electrónica de controlo provém de um pequeno módulo externo, por exemplo um painel solar. Ficha CN2 fornece tensões de saída auxiliares.



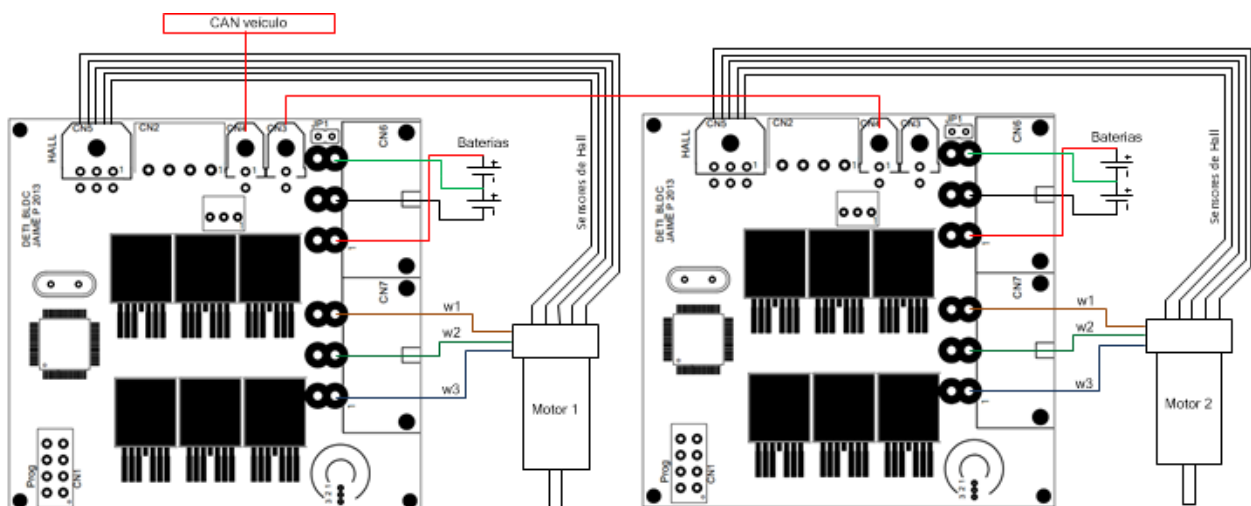
- Ligação com duas fontes de energia - Reguladores não incorporados:

Os reguladores de tensão não se encontram soldados na placa. Energia fornecida ao motor provém das baterias. A energia para a electrónica de controlo provém de um pequeno módulo externo, por exemplo um painel solar que fornece todas as tensões necessárias através da ficha CN2.



- Ligação de dois motores:

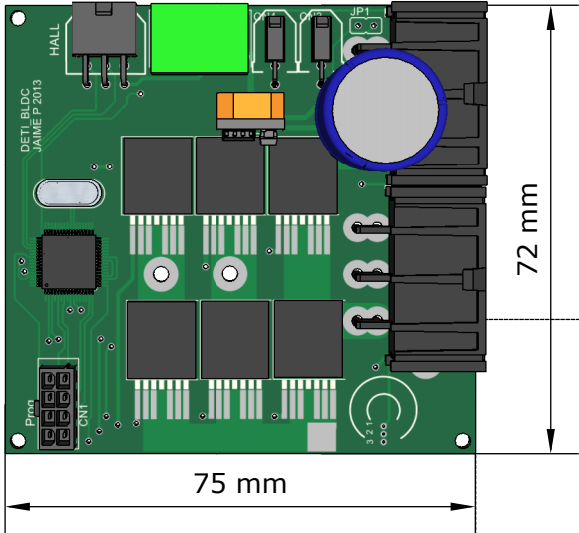
Exemplo do controlo de dois motores.



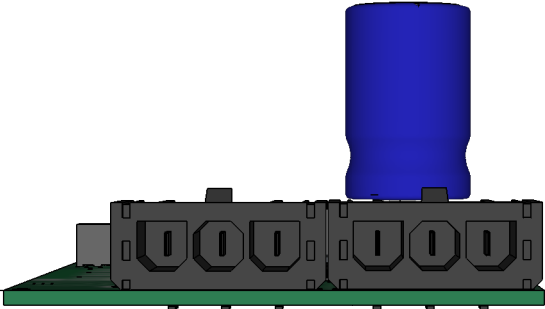
Dimensões Físicas

Modelação 3D e dimensões físicas do controlador.

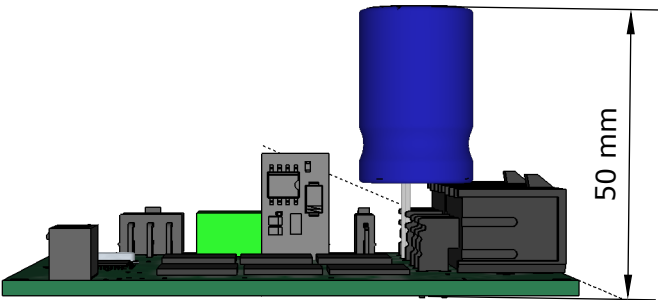
Vista do topo



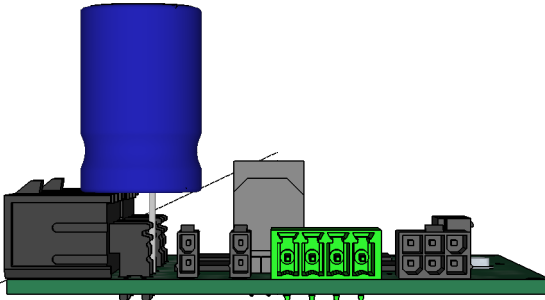
Vista lateral direita



Vista Dianteira



Vista traseira



Bibliografia

- [1] Shell Global, About Shell Eco-marathon - What is the history? <http://www.shell.com/global/environment-society/ecomarathon/about/history.html> Setembro 2013
- [2] Ícaro UA, Palmarés 1998, <http://icaro.ua.pt/sitehtml/icaro98/Palmares/Palmares.htm> Setembro 2013
- [3] Ícaro UA, Palmarés 2000, <http://icaro.ua.pt/sitehtml/icaro2000/projecto.html> Setembro 2013
- [4] Shell Global, Shell Eco-marathon Europe 2013 - Final Results: Prototype Battery Electric <http://s03.static-shell.com/content/dam/shell-new/local/corporate/ecomarathon/downloads/pdf/europe/final-results-sem-europe-2013-prototype-battery-electric.pdf> Setembro 2013
- [5] Shell Global, Shell Eco-marathon Europe 2012 - Final Results: Prototype Battery Electric <http://s01.static-shell.com/content/dam/shell/static/ecomarathon/downloads/2012/europe/results/final-results-shelleco-marathoneurope2012prototype-batteryelectr.pdf> Setembro 2013
- [6] Shell Global, Shell Eco-marathon Europe 2013 - Final Results: UrbanConcept Battery Electric <http://s06.static-shell.com/content/dam/shell-new/local/corporate/ecomarathon/downloads/pdf/europe/final-results-sem-europe-2013-uc-battery-electric.pdf> Setembro 2013
- [7] Dicionário Priberam da Língua Portuguesa, Eficiência, <http://priberam.pt/dlpo/default.aspx?pal=efici%C3%Aancia>. Setembro 2013
- [8] Professor Dinis Magalhães, Electrotecnia teórica, Departamento de Engenharia Electrónica Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro 2010
- [9] 2 Brothers Hobby, Brushed DC Motors, <http://2bfly.com/knowledgebase/powerplants/brushed-dc-motors>. Setembro 2013
- [10] Maxon Motor, Program 2011/2012 catalogue, Maio 2011
- [11] OSMTEC, Brushless DC (BLDC) Motor Basics, [http://www.osmtec.com/brushless_dc_\(bldc\)_motor_basics.htm](http://www.osmtec.com/brushless_dc_(bldc)_motor_basics.htm). Setembro 2013
- [12] Padmaraja Yedamale. Brushless dc (bldc) motor fundamentals. Microchip Technology Inc. AN885, 2003.

- [13] ADRIAN MLOT, MARIUSZ KORKOSZ, MARIAN LUKANISZYN. Iron loss and eddy-current loss analysis in a low-power BLDC motor with magnet segmentation, Faculty of Electrical Engineering, Automatic Control and Informatics, Opole University of Technology Luboszycka. Janeiro 2012.
- [14] Bilal Akin, Manish Bhardwaj. Trapezoidal Control of BLDC Motors Using Hall Effect Sensors, Texas Instruments, Fevereiro 2010
- [15] Microsemi Corporation, Speed Control of Brushless DC Motors-Sinusoidal Commutation with Hall Sensors User's guide, Fevereiro 2012
- [16] LAZAR's POWER ELECTRONICS GUIDE, A GRID TIE INVERTER FOR SOLAR SYSTEMS, <http://solar.smps.us/grid-tie-inverter-schematic.html>, Novembro 2013
- [17] Maxon Motor, Eight Years Opportunity: Mars Rover Finds Signs of Water, http://www.maxonmotor.com/maxon/view/news/comp_00000PGP, Outubro 2013
- [18] Stan D'Souza, Sensored BLDC Motor Control Using dsPIC30F2010. Microchip Technology Inc. AN957 2004
- [19] Future Technology Devices International Ltd, MM232R USB - Serial UART Development Module Datasheet v1.1. Março 2010
- [20] CSIRO, In-wheel motor for solar-powered electric vehicles, Novembro 2013
- [21] Edison Tech Center, Electric Cars and History. <http://www.edisontechcenter.org/ElectricCars.html>. Setembro 2013
- [22] Tesla Motors, The Roadster features and specs. <http://www.teslamotors.com/roadster/specs>. Setembro 2013
- [23] Ford Motor company. 2014 Ford Focus electric car. <http://www.ford.com/cars/focus/trim/electric>. Setembro 2013