

Bruno Filipe Conceição Martins

Sistema de Controlo de Tração em Tensão/Binário para Robôs Móveis

Dissertação submetida em cumprimento parcial dos requisitos para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Electrotécnica e de Computadores
Setembro, 2015



UNIVERSIDADE DE COIMBRA



FCTUC FACULDADE DE CIÊNCIAS E TECNOLOGIA
UNIVERSIDADE DE COIMBRA

Universidade de Coimbra
Faculdade de Ciências e Tecnologia
Departamento de Engenharia Eletrotécnica e de Computadores

**Sistema de Controlo de Tração em
Tensão/Binário para Robôs Móveis**

Bruno Filipe Conceição Martins

Orientador

Professor Doutor Urbano José Carreira Nunes

Júri

Professor Doutor Rui Alexandre de Matos Araújo

Professor Doutor Urbano José Carreira Nunes

Professor Doutor Rui Pedro Duarte Cortesão

Coimbra, 2015

Agradecimentos

Gostaria de agradecer ao meu orientador, Prof. Dr. Urbano Nunes pela sua orientação, pela confiança depositada neste projecto.

Ao Departamento de Engenharia Electrotécnica e de Computadores e ao Instituto de Sistemas e Robótica que disponibilizaram as suas instalações e todo o equipamento necessário para a realização desta dissertação.

Um agradecimento aos meus colegas do Instituto de Sistemas e Robótica, especialmente ao André Gonçalves, Daniel Almeida e Tiago Matias, por toda a ajuda que proporcionaram.

Aos meus colegas Pedro Santos e Johny Leal, pelos grandes momentos passados na Cidade de Coimbra e pelo apoio prestado desde sempre.

Agradeço especialmente à Ana Figueiredo pela paciência, compreensão e apoio.

Por fim, agradeço especialmente aos meus pais e irmã, pelo apoio incondicional, pelo sacrifício ao longo destes anos, e por sempre me terem dado todas as condições necessárias.

Agradeço a todos que não mencionei, aqueles que de uma forma ou de outra, me ajudaram nesta caminhada.

Muito obrigado a todos.

Esta dissertação foi realizada no âmbito dos projetos "RECI/EEI-AUT/0181/2012 - AMS-HMI12:Apoio à Mobilidade Suportada por Controlo Partilhado e Interfaces Homem-Máquina Avançados" e "Centro-07-ST24-FEDER-002028: Diagnosis and Assisted Mobility for People with Special Needs" financiados pela Fundação para a Ciência e Tecnologia (FCT), FEDER, e programas QREN e COMPETE.

Resumo

A Robótica tem sido um dos ramos da Engenharia com importantes avanços tecnológicos, nas áreas de robôs móveis e veículos inteligentes. A grande utilização de robôs diferenciais, faz com que haja necessidade do uso de *Power Drive*, para controlo dos seus motores.

Esta dissertação propõe o desenvolvimento de um *Power Drive*, dois motores Brushed DC (BDC), no entanto, foram feitos estudos relativamente a motores Direct Current (DC) existentes, arquitectura de controladores tendo em conta os controladores existentes no mercado. Foi realizado um estudo sobre modulação de motores BDC, cálculo de velocidade de encoders, caixa de redução e de aumento, cinemática de robô diferencial e um pequeno tutorial de considerações a ter, na selecção de motores.

O sistema integra uma parte de *hardware*, em que existem vários módulos como por exemplo, drives da ponte H, sensores de corrente, conversor DC/DC, isolamento galvânico, medidor de tensão, comunicação Universal Synchronous/Asynchronous Receiver/Transmitter (USART) e placa de desenvolvimento *STM32F4*. O sistema também é composto por um firmware bastante versátil com vários modos de controlo, ou seja, controlo simples por Pulse-Width Modulation (PWM), controlo por Proportional Integral Derivative (PID) de velocidade, PID de corrente e PID de posição. Existem diversos comandos listados, que poderão ser úteis para criar um controlo em alto nível.

Efectuaram-se testes ao *hardware* e ao *firmware*, com o objectivo de validação do sistema. Foram efectuados testes ao hardware, que percorreram todos os módulos, incluindo sensores de corrente, *encoders*, drive de ponte H, teste de curto circuito de carga e de fonte, no *firmware*, foram testados os vários modos de controlo e todos os comandos, listados em anexo.

De um modo geral, o sistema implementado correspondeu às expectativas, em que os testes aprovaram o sistema, este mostrou-se bastante funcional e robusto.

Palavras-chave: *Power Drive*, *Motor BDC*, Controlador, *STM32F4*, *Hardware*

Abstract

Robotics has been one a branch of engineering with important technological advances in the areas of mobile robots and intelligent vehicles. The great use of robots differentials, means that there is need to use Power Drive for control of their motors.

This thesis proposes the development of a Power Drive for two BDC motors, however, studies have been made for DC motor existing, architecture of controllers bearing in mind the drivers in the market. A study was conducted on modulation BDC motors, encoders speed calculation, reduction and increase gearbox, differential robot kinematics and a short tutorial of considerations to take in a selection of motors.

The system includes a hardware portion, in which there are various modules such as drives of the H bridge, current sensors, DC / DC converter, galvanic isolation, voltage meter, Universal Serial Bus (USB) communication and STM32F4 development board.

The system also comprises a very versatile firmware control with various modes, or simply controlled by PWM, PID control for speed, current and position. There are several commands listed, that may be useful to create a control at a high level.

Tests were carried out both hardware and firmware, for the purpose of validation of the system. Hardware testing has been conducted, which went through all modules, including current sensors, encoders, H bridge drive, short charging circuit test and supply, in firmware, the various control modes were tested and all commands listed in an annex.

In general, the system implemented meet the expectations, in which the tests approved the system, this proved to be quite functional and robust.

Keywords: Power Drive, Motor BDC, Controller, STM32F4, Hardware

Conteúdo

1	Introdução	1
1.1	Âmbito e motivação	1
1.2	Objetivos	2
1.3	Trabalho realizado e contribuições	2
1.4	Estrutura da dissertação	3
2	Estado de arte	4
2.1	Motores <i>DC</i>	4
2.1.1	Motores <i>Brushless DC (BLDC)</i>	4
2.1.2	Motores <i>BDC</i>	6
2.1.3	Vantagens e desvantagens: <i>BDC</i> vs <i>BLDC</i>	8
2.2	Controladores de motores <i>BDC</i>	9
2.2.1	Comutação de potência	9
2.2.2	Controladores de motores <i>BDC</i> : Arquitectura	12
2.2.3	Controladores existentes no mercado	24
2.3	Sumário	26
3	Arquitectura do sistema - Hardware	27
3.1	Arquitetura geral	27
3.2	Circuito de potência	28
3.2.1	Conversor DC/DC	28
3.2.2	<i>Comutador de ponte H</i>	30
3.3	Comando e controlo	32
3.3.1	Micro-controlador	32
3.3.2	Isolamento galvânico	34
3.3.3	Sensores de corrente	35
3.3.4	Medidor de tensão de bateria	37
3.3.5	Comunicação USART/USB	37
3.4	Placas de circuito impresso	38
3.4.1	<i>Layout</i> global das Printed Circuit Board (PCB)'s	39
3.4.2	Considerações: Redução do ruído Electromagnetic Interference (EMI)	40
3.4.3	Dimensionamento de pistas	40
3.5	Sumário	41

4	Arquitectura do sistema - Firmware	42
4.1	Estrutura global	42
4.2	Funcionamento geral	42
4.3	Sumário	45
5	Testes e resultados	46
5.1	Testes e validação - Hardware	46
5.1.1	Sensores de corrente	46
5.1.2	Encoders	50
5.1.3	Controlador de ponte H	50
5.1.4	Curto circuito de carga e de fonte	51
5.2	Testes e validação - Firmware	51
5.2.1	Comandos	51
5.2.2	PID Corrente	53
5.2.3	PID Velocidade	53
5.2.4	PID Posição com malha de velocidade	54
5.2.5	Robô diferencial	55
5.3	Sumário	56
6	Conclusões e trabalho Futuro	57
	Bibliografia	58
A	Tabelas	63
B	Listas de Material - Hardware	67
B.1	Lista de material PCB's	67
C	Esquemático e PCB (DOWN)	70
D	Esquemático e PCB (UP)	74
E	Comandos - <i>Firmware</i>	78
E.1	Comandos USART do tipo !	78
E.2	Comandos USART do tipo ?	82
F	Estudo complementar - Revisão de literatura	87
F.1	Modulação: Motor BDC	87
F.1.1	Tensão/Velocidade, Corrente/Binário e Potência	90
F.1.2	Cálculo de velocidade com <i>encoder</i>	97
F.1.3	Caixa de Redução e de Aumento	98
F.2	Cinemática robô diferencial	99
F.3	Seleção de motor: Considerações e dimensionamento	101
F.4	Sumário	103
G	LabView - Graphical User Interface (GUI) PID de Velocidade	104

Lista de Figuras

1.1	Robô diferencial com o controlador desenvolvido, no âmbito da dissertação	1
1.2	Diagrama do trabalho desenvolvido	2
2.1	Constituição do motor BLDC e BDC	5
2.2	Arquitectura de hardware dum controlador, para motor <i>BLDC</i> [1]	6
2.3	Tipos de motores <i>BDC</i> e construção, estes são exemplos de motores usados em automóveis [2]	7
2.4	Circuitos equivalentes das várias topologias de motores <i>BDC</i> [3] .	9
2.5	Ponte H para comutação de potência de motor <i>BDC</i> [4]	11
2.6	Circuitos equivalentes e comutação de um transistor Bipolar Junction transistor (BJT) (MJE3055T) e de um Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor (MOSFET)(BUK7506-55A) [5] . . .	12
2.7	Díodo roda livre em funcionamento, fonte adaptada de [5]	13
2.8	Circuitos equivalentes de controlo por tensão variável e por PWM, fonte adaptada de [6]	14
2.9	Hardware de controladores para motores <i>BDC</i> , fonte adaptada de [3]	15
2.10	<i>Layout</i> básico de um micro controlador [7]	15
2.11	Comunicação por Serial Peripheral Interface (SPI), usando isolador galvânico [8]	15
2.12	Circuitos equivalentes de <i>drives</i> de MOSFET, um drive de um único MOSFET e um <i>drive</i> de uma ponte H de mais alto nível . .	16
2.13	Integrated Circuit (IC) Conversor <i>Step-Down (L5986)</i> [9]	17
2.14	Representações de <i>encoder</i> e topologia, de leitura mais usada. . .	18
2.15	Representações de sensor de efeito de <i>hall</i> , fonte adaptada de [3] [10]	19
2.16	Circuito com drive bidireccional e com localização da medição da voltagem Back Electromotive Force (back-EMF) [3] [10]	19
2.17	Topologias de implementação com objetivo de medição de corrente com resistência <i>shunt</i> , fonte adaptada de [11]	22
2.18	Sensor de efeito de Hall, explicação de funcionamento físico e IC de exemplo	23
2.19	Transformadores de corrente [10]	23
2.20	Controlador <i>Stellaris</i> [®] , <i>Texas Instruments</i> , com várias variações feitas por <i>VEX Robotics</i> [®] [12]	24
2.21	Controladores: <i>Avanced Motion Controls</i> [®] <i>50A8</i> , <i>Transmotec</i> [®] <i>Series DD</i> , <i>RoboteQ</i> [®] <i>Series MDC2XXX</i>	25

3.1	Diagrama geral da arquitectura implementada	28
3.2	Diagrama da arquitectura implementada no hardware de potência, com identificação dos componentes mais importantes	29
3.3	Diagrama de blocos do conversor DC/DC <i>LM2575</i> e sua aplicação típica	30
3.4	Diagrama de blocos do driver <i>A3941</i> e sua aplicação típica	31
3.5	Diagrama da arquitectura implementada no hardware de comando e controlo, com identificação dos componentes mais importantes	33
3.6	Opto-acoplador com dois canais, identificação do <i>package</i> e tabela de verdade, fonte adaptada do <i>datasheet</i>	34
3.7	Circuito usado na lógica do controlador com o isolamento	35
3.8	Sensor ACS709 e aplicação típica	35
3.9	Diagrama de blocos do sensor ACS709	36
3.10	Indicação dos pinos e esquemático usado em hardware	38
3.11	Módulo MM232R da FTDI	38
3.12	Posicionamento dos módulos na PCB de baixo	39
3.13	Posicionamento dos módulos na PCB de cima	39
4.1	Diagrama geral da arquitectura implementada	43
5.1	Gráfico das tensões VZCR e VIOUT do sensor de corrente 1, quando não está sujeito a carga	47
5.2	Gráfico de erro VZCR-VIOUT=ERROR em Volts	47
5.3	Gráfico das tensões VZCR e VIOUT do sensor de corrente 2, quando não está sujeito a carga	48
5.4	Gráfico de erro VIOUT-VZCR=ERROR em Volts	49
5.5	Resposta ao comando ?SCONF	52
5.6	Modo 1 e Modo 5, exemplos de testes	53
5.7	Gráfico com a corrente de referência e a corrente actual em [mA], o tempo é em [ms]	54
5.8	Gráfico com as duas velocidades, a de referência e a actual, em [RPM], o tempo é em [ms]	55
5.9	Gráfico com a corrente nesse instante, em [mA], o tempo é em [ms]	55
A.1	Tabela de verdade retirada do <i>datasheet</i> , esta é de controlo de fase (pino PHASE)	63
A.2	Tabela retirada do <i>datasheet</i> , com as opções de PWM	66
A.3	Tabela retirada do <i>datasheet</i> , com a indicação dos pinos, descrição e acontecimento	66
C.1	Esquemático, PCB DOWN	71
C.2	TOP, PCB DOWN	72
C.3	BOT, PCB DOWN	73
D.1	Esquemático, PCB UP	75
D.2	TOP, PCB UP	76
D.3	BOT, PCB UP	77

F.1	Modelo equivalente dum motor Permanent Magnet Brushed DC (PMDC) [13]	88
F.2	Diagrama de blocos dos dois tipos de controlo, fonte adaptada [13]	91
F.3	Curvas do motor <i>Maxon Amax 22, a 6 Volts</i>	92
F.4	Motor DC com colocação de carga, fonte adaptada de [14]	93
F.5	Diagrama do fluxo de potência, fonte adaptada [14]	94
F.6	Principais relações de algumas características dum motor BDC [15]	94
F.7	Ponto ideal de funcionamento dum motor BDC [16]	95
F.8	Perfis de velocidade, para dois tipos de aplicação ponto a ponto [17]	95
F.9	Processos de tratamento de aceleração angular : corrente constante e tensão constante [16]	96
F.10	Caixa de aumento e caixa redutora [18]	98
F.11	Robô diferencial, fonte adaptada de [19] e [20]	100
G.1	Aplicação de teste de pid de velocidade	105

Lista de Tabelas

2.1	Vantagens e desvantagens dos motores <i>BLDC</i> e <i>BDC</i> [1] [5]	10
A.1	Tabela de verdade relativamente à figura 2.5, com descrição de acontecimento no relativo quadrante [4]	63
A.2	Tabela de comparação de MOSFET com BJT [5]	64
A.3	Tabela de comparação entre os métodos de medição de corrente , fonte adaptada de [10]	64
A.4	Tabela de pinos da <i>STM32F4DISCOVERY</i> , utilizados no âmbito do controlo	65
B.1	Lista de material PCB DOWN	68
B.2	Lista de material PCB UP	69

Lista de Acrónimos

GUI	Graphical User Interface
ISR	Instituto de Sistemas e Robótica
USB	Universal Serial Bus
DC	Direct Current
AC	Alternating Current
BLDC	Brushless DC
BDC	Brushed DC
back-EMF	Back Electromotive Force
RPM	Rotações Por Minuto
PWM	Pulse-Width Modulation
PMDC	Permanent Magnet Brushed DC
SHWDC	Shunt-wound Brushed DC
SWDC	Series-wound Brushed DC
CWDC	Compound-wound Brushed DC
ASIC	Application Specific Integrated Circuit
BJT	Bipolar Junction transistor
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
DAC	Digital Analog Converter
PID	Proportional Integral Derivative
SPI	Serial Peripheral Interface
I²C	Inter-Integrated Circuit
USART	Universal Synchronous/Asynchronous Receiver/Transmitter

CAN	Controller Area Network
IC	Integrated Circuit
LED	Light Emitting Diode
CPR	Counts Per Revolution
PCB	Printed Circuit Board
ADC	Analog Digital Converter
PPR	Pulses Per Revolution
EMI	Electromagnetic Interference
FET	Field Effect Transistor

Capítulo 1

Introdução

1.1 Âmbito e motivação

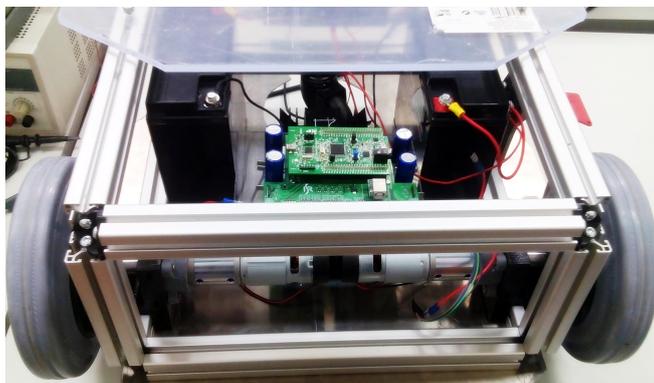


Figura 1.1: Robô diferencial com o controlador desenvolvido, no âmbito da dissertação

A robótica tem sido um dos ramos da engenharia com importantes avanços tecnológicos, nas áreas de robôs móveis e veículos inteligentes. A grande utilização de robôs diferenciais no Instituto de Sistemas e Robótica (ISR)(figura 1.1), usados no âmbito de desenvolvimento de algoritmos de navegação autónoma e semi-autónoma, faz com que haja, necessidade do uso dum *power drive*. As condições de necessidade do controlador, em determinadas situações, requerem que seja trabalhado em baixo nível, por exemplo, um controlo de binário mais flexível ou um algoritmo de controlo distinto. Neste caso, como os controladores existentes no mercado não são tão flexíveis a esse ponto, quando são usados, têm de ser em utilização de alto nível, ou seja, limitados aos algoritmos implementados no controlador. Em relação aos aspectos acima descritos, existe a necessidade de se ter um controlador para dois motores o mais flexível possível, no que diz respeito à sua utilização, tanto em hardware, como em firmware.

1.2 Objetivos

O objectivo desta dissertação é o desenvolvimento dum controlador de dois motores BDC, em que este gere a parte sensorial e realiza as malhas de controlo. De seguida será descrito os principais objectivos:

- Desenvolver e projectar o hardware do controlador, em que este seja o mais robusto possível;
- Desenvolver um firmware de inicialização ao sistema, ou seja, que implemente algoritmos de controlo de tensão, de corrente e de posição, flexível na implementação de novos algoritmos de controlo;
- Arquitectura modular, de forma a que seja facilmente adaptável, em firmware e hardware;
- Testes de validação do sistema de hardware e firmware.

1.3 Trabalho realizado e contribuições

De acordo com os objetivos propostos para este trabalho, foi desenvolvido um controlador para dois motores BDC. Projectado o hardware para o sistema e desenvolvido uma versão de firmware, em que todo o sistema é modular. Caso haja necessidade de se implementar alguns algoritmos de controlo, facilmente poderão ser implementados. Este é então um controlador *Open Source*, em que poderemos aceder aos esquemáticos, código fonte e realizar as alterações necessárias, dentro das especificações.

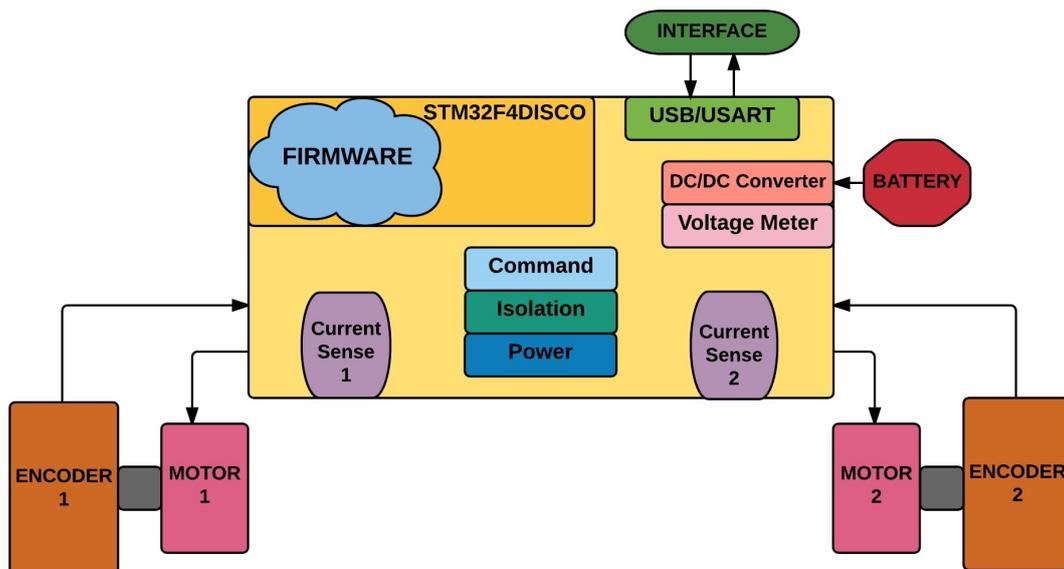


Figura 1.2: Diagrama do trabalho desenvolvido

1.4 Estrutura da dissertação

O trabalho desenvolvido e descrito nos próximos capítulos, está apresentado, em forma de diagrama na figura 1.2. Esta dissertação está organizada em seis capítulos:

- Capítulo 2: São apresentados conceitos relativos aos motores DC, conceitos sobre controladores de motores BDC e controladores existentes no mercado.
- Capítulo 3: É apresentada a arquitectura de hardware, implementado no controlador, circuitos e PCB's.
- Capítulo 4: É apresentada a arquitectura do firmware usada no sistema, tipos de controlo, funcionamento e comandos.
- Capítulo 5: São apresentados testes e resultados, com objectivo de validação do sistema, tanto hardware, como firmware.
- Capítulo 6: São apresentadas conclusões e trabalho futuro.
- Estudo complementar(Anexo F): Abordam-se conceitos de modulação matemática do motor BDC e conceitos guia, utilizados no âmbito desta dissertação.

Capítulo 2

Estado de arte

Neste capítulo são abordados os conceitos relativos ao trabalho apresentado nesta dissertação, bem como uma visão geral sobre o estado da arte. São apresentados diferentes motores DC, descritas algumas topologias/arquitecturas de controladores para motores *BDC* e são descritos alguns controladores existentes no mercado.

2.1 Motores *DC*

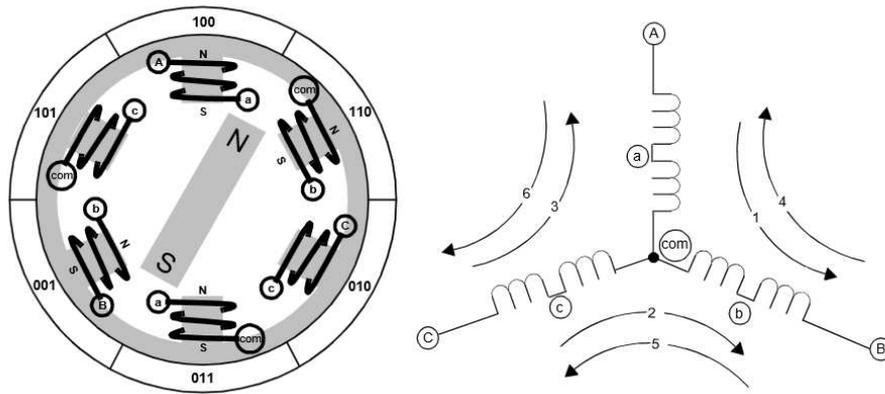
Existem vários tipos de motores *DC*, serão mencionados os mais relevantes, ou seja, os motores *BLDC* abordados no sub-tópico 2.1.1 e os *BDC* abordados no sub-tópico 2.1.2. Serão apresentadas as suas principais particularidades, como também as suas vantagens e desvantagens, no sub-tópico 2.1.3.

2.1.1 Motores *BLDC*

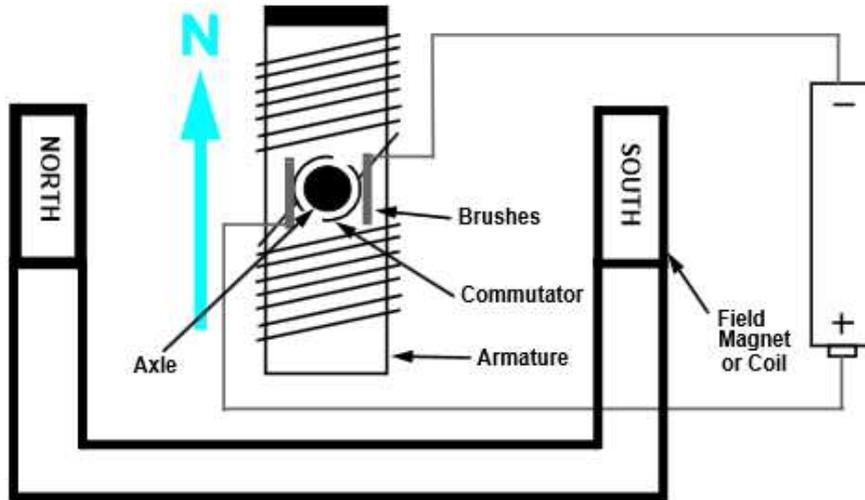
Primeiramente será abordado o motor *BLDC*, os ímanes permanentes localizam-se no rotor, enquanto que os enrolamentos estão no estator, como se pode observar na figura 2.1. A inexistência de escovas e comutadores é uma das vantagens deste motor, enquanto que algumas das desvantagens associadas, assim como a formação de faíscas são eliminadas.

O *BLDC* é um tipo de motor síncrono, ou seja, o campo magnético gerado pelo rotor e o campo magnético gerado pelo estator, funcionam á mesma frequência [1] [21].

A comutação deste motor é realizada através duma fonte DC, com uma sequência predeterminada nas suas bobinas. Em termos de funcionamento, é idêntico ao motor Alternating Current (AC), pois a corrente de cada bobina alterna entre positivo e negativo, durante cada ciclo. O estator é uma estrutura de pólo saliente, que é projectado para gerar uma forma de onda trapezoidal *back-EMF*, que coincide com a onda de tensão comutada aplicada. Esta onda na realidade, não é trapezoidal e assemelha-se a uma sinusoidal, tornando-se mais complexa a sua comutação [21].



(a) Motor BLDC [22]



(b) Motor BDC [3]

Figura 2.1: Constituição do motor BLDC e BDC

O conhecimento da posição do rotor, é essencial para determinar quais as bobinas do estator a alimentar, existem várias técnicas para este efeito, mas a técnica mais vulgar é monitorizar a posição do rotor, por meio de sensores de efeito *Hall*, no entanto, estes sensores e os seus conectores associados resultam num aumento do custo do sistema e fiabilidade reduzida.

Hoje em dia, já existem várias técnicas para eliminar estes sensores, sendo que a maioria são utilizadas para extrair informação da forma de onda *back-EMF* dos enrolamentos do estator, quando o motor se encontra em movimento. Face a tudo isto, existem problemas quando o motor está a rodar a velocidade reduzida, pois as leituras de posição não são tão fidedignas.

Os motores *BLDC* são adequados em termos de eficiência, nos meados dos

anos 90, tinham 90% de eficiência, enquanto que na actualidade, com novos núcleos de materiais amorfos, estes conseguem ter uma eficiência de 96% e muitos deles conseguem ter velocidades elevadas, na ordem das centenas de milhar Rotações Por Minuto (RPM) [23] [21].

A topologia do motor *BLDC* mais comum, utiliza uma estrutura que consiste em três fases no estator, como ilustra a figura 2.1. O tipo de controlador utilizado para comutação deste motor, em termos de *hardware*, é um estágio de potência inversor de seis transístores, que depende do tipo de aplicação, e normalmente é usado *PWM* para fazer a comutação nas três fases, acima mencionadas. Na aplicação da *Microchip* [22] encontram-se algumas informações de controlo, com um micro-controlador para motores *BLDC*. O artigo [21] aborda a comutação e o controlo de corrente, para motores *BLDC*. A figura 2.2 exemplifica um tipo de controlador para motores *BLDC*, em que este é composto por um microcontrolador, um driver IGBT e uma ponte de 6 IGBT's [21] [24].

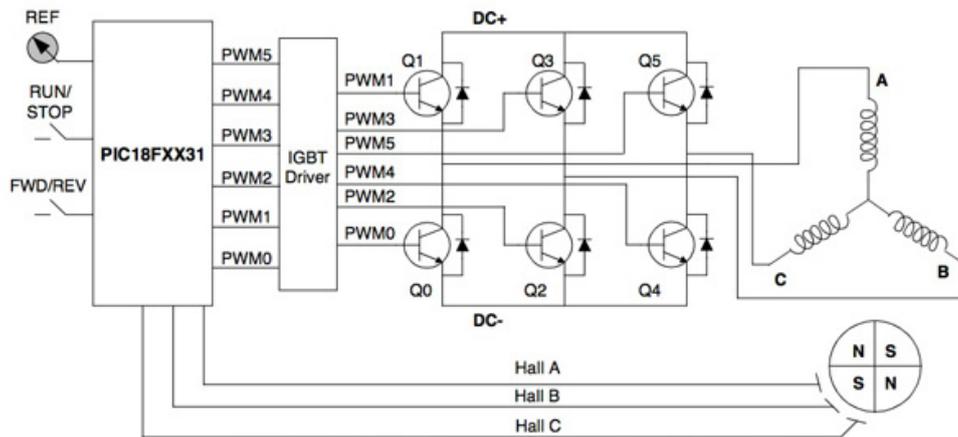


Figura 2.2: Arquitectura de hardware dum controlador, para motor *BLDC* [1]

Estes motores têm muitos tipos de aplicações no mercado, como por exemplo, na indústria automóvel, em eletrodomésticos, controladores industriais, aviação, entre outras [22]. Este motor pode ser usado em aplicações de três tipos, carga constante, carga variável e aplicações de posicionamento.

2.1.2 Motores *BDC*

De seguida, será abordado o motor *BDC*, este tem um funcionamento muito simples, é a topologia de motores mais antiga, usam escovas estacionárias montadas na caixa do estator, que friccionam com os segmentos do comutador, que se encontram no rotor. Este comutador está ligado às bobinas do rotor, na figura 2.1 está representado um motor BDC numa forma simplificada.

À medida que o rotor gira, as diferentes bobinas no rotor estão ligadas ou desligadas, de tal forma que o campo magnético resultante produzido pelo rotor está estacionário em relação ao estator, e adequadamente orientado com o campo magnético do estator, de modo a produzir binário.

Um dos problemas, é quando o comutador perde a conexão e como as bobinas do rotor são indutivas, gera-se uma alta tensão de retorno, devido às faíscas produzidas, causadas pela desconexão das escovas com os segmentos do comutador. Estas faíscas causam algumas consequências negativas, como ruído eléctrico e eficiência reduzida, pois as escovas têm de ter molas para fixar contra os segmentos do comutador, de forma a que tenham um bom contacto eléctrico .

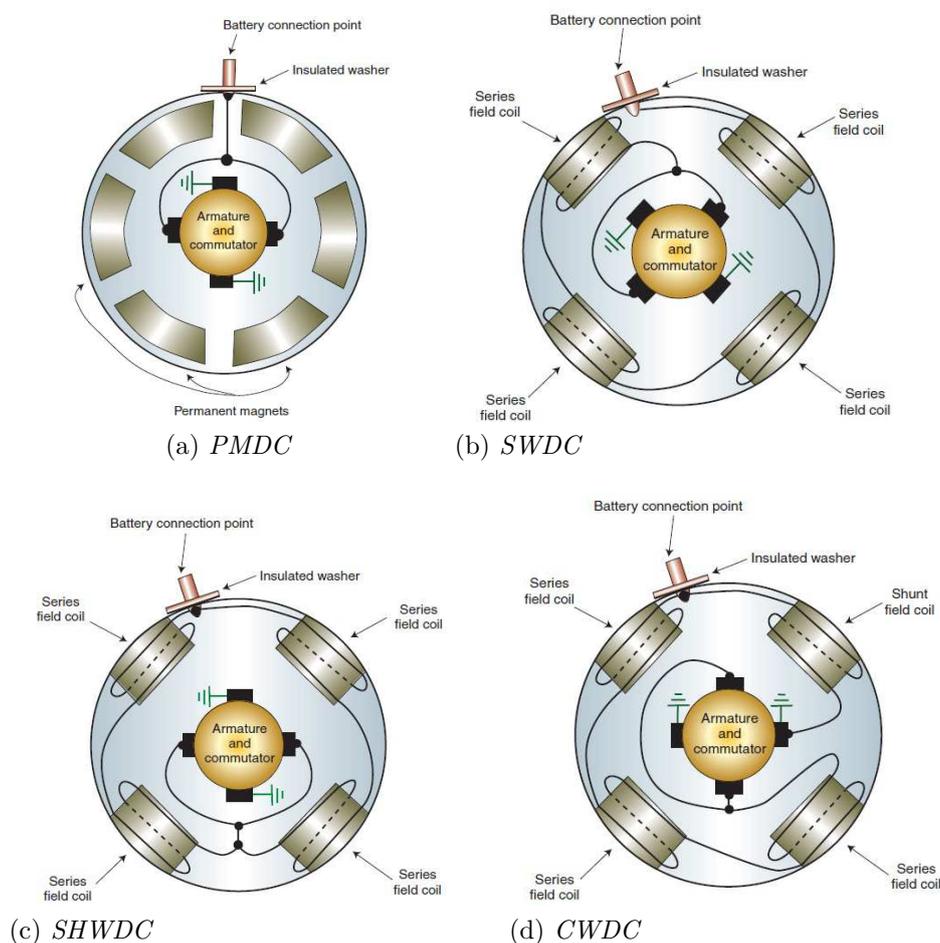


Figura 2.3: Tipos de motores *BDC* e construção, estes são exemplos de motores usados em automóveis [2]

Em topologias, onde estes motores usam ímanes permanentes para gerar fluxo magnético no rotor, resultam numa curva velocidade/binário extremamente lineares. Estes motores têm sido bastante prestigiados em aplicações industriais, uma vez que a velocidade e o binário são diretamente proporcionais à respetiva voltagem e corrente aplicada. Os controladores para este tipos de motores são

relativamente simples, tanto em relação à conversão de potência, como ao bloco de controlo [25]. Existem várias variações de motores *BDC*, tais como, os compostos por bobinas de estator, que se podem observar na figura 2.3 [25].

Na figura 2.3 pode-se observar o motor de íman permanente (*PMDC*), estes são os mais comuns, usam o íman permanente no estator, para gerar o campo magnético, são utilizados normalmente em aplicações de cavalo-vapor fraccionário, porque são mais rentáveis do que os motores com bobinas no estator, representas na figura 2.4 e 2.3, referência [3].

Nas figuras 2.4 e 2.3, é ilustrado o motor *SHWDC*, este tem uma bobina no estator que se encontra em paralelo com a armadura, em que as correntes nas duas são independentes, assim é mais fácil obter um controlo duma velocidade mais firme. Tipicamente são usados em aplicações que requerem mais que cinco cavalos-vapor [3], este motor não tem grandes perdas magnéticas, o que faz com que seja mais robusto que o motor *PMDC*.

As figuras 2.4 e 2.3, demonstram a construção e circuito equivalente de um motor *SWDC* [3]. Este motor tem uma bobina no estator que se encontra em série com a bobina da armadura, este é usado em aplicações onde é necessário um binário elevado, isto porque a corrente em ambos os lados é igual e aumenta linearmente com a carga a que este está sujeito, logo não é necessário fazer-se um controlo de velocidade, tal como no motor *PMDC* e *SHWDC* [3] este por sua vez, assemelha-se ao motor *SHWDC* porque ambos utilizam uma bobina no estator em vez de ímanes permanentes [25].

A figura 2.4 ilustra a combinação entre o motor *SWDC* e *SHWDC*, que é designado por *CWDC*, este tanto tem uma bobina em paralelo, como uma bobina em série com a armadura, tem um elevado binário, tal como o *SHWDC* e oferece um controlo de velocidade mais preciso, tal como o motor *SWDC* [3].

Existem outros tipos de motores *BDC*, como o motor excitado separadamente [26], servomotor [27] e o motor universal [28], mas os principais para implementações nesta dissertação são os acima descritos.

2.1.3 Vantagens e desvantagens: *BDC* vs *BLDC*

Os motores *BDC* têm duas importantes vantagens, o seu custo reduzido e o seu controlo simples, sendo usados extensivamente em diversas aplicações, onde o factor principal é o custo do sistema [25]. A tabela 2.1 descreve vantagens e desvantagens em relação aos motores *BLDC* e *BDC*, onde se pode verificar que o custo de um motor *BLDC* é relativamente mais elevado em relação ao motor *BDC*. Tendo em conta que o motor *BDC* tem boas características, é utilizado em várias aplicações, este por sua vez, lidera no mercado devido ao seu custo reduzido, tanto custo de motor, como dos controladores. Este motor necessita de maior manutenção em relação ás escovas, no entanto, na actualidade, são fáceis de trocar devido à sua construção e preço reduzido [1] [5].

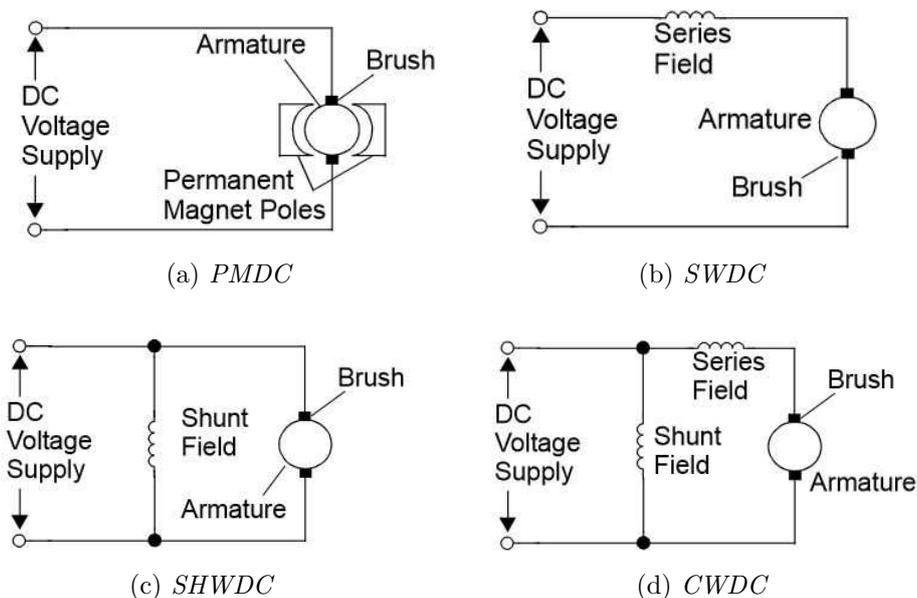


Figura 2.4: Circuitos equivalentes das várias topologias de motores *BDC* [3]

2.2 Controladores de motores *BDC*

2.2.1 Comutação de potência

A topologia mais usada na comutação dos motores *BDC* é a ponte H, figura 2.5, este tipo de comutação consiste em quatro interruptores, que fazem, com que o motor rode em ambas as direções e proporcionam maior flexibilidade no controlo. Por exemplo activando o interruptor A2 e B1, o motor roda numa direcção, e com o A1 e B2 este roda na direcção contrária, no entanto, é necessário ter em atenção na ligação destes transístores ou interruptores, pois A1 e A2 nunca podem ser ligados em simultâneo, pois haverá curto-circuito, isto vale também para a configuração B1 e B2, este é designado por problema de *shoot-through*. Na tabela A.1, pode-se observar o funcionamento de todos os estados de comutação dos transístores ou interruptores [6] [4]. É necessário ter em atenção, os tempos de comutação quando há mudança de direcção, pois terá de existir uma banda morta de tempo, para contornar este problema.

Para efeito de comutação nas pontes H ou mesmo comutação simples *low side* ou *high side* poderão ser usados BJT's ou MOSFET's [3]. De seguida, serão apresentadas algumas diferenças e parametrizações, tendo em conta os seguintes pontos, facilidade no controlo, perdas no estado de comutação aberto (*ON-state losses*), dispositivos em paralelo com objectivo de aumentar a potência de comutação, utilização do diódo integral do MOSFET na comutação em ponte H [5].

Analisando o comportamento da comutação, existe uma diferença fundamental na maneira como o BJT e o MOSFET são ligados e desligados. Basicamente para ter um MOSFET ligado, é necessário que exista um carregamento do con-

Tabela 2.1: Vantagens e desvantagens dos motores *BLDC* e *BDC* [1] [5]

Característica	Motor <i>BLDC</i>	Motor <i>BDC</i>
Comutação	Comutação electrónica baseada nos sensores de posição de efeito de <i>hall</i>	Comutação por escovas
Manutenção	Não é necessária, pois é um motor sem escovas	Manutenção periódica, devido à existência de escovas
Tempo de Vida	Elevada	Curta
Características Velocidade/Binário	Bons níveis de velocidade com variações de carga	A velocidades elevadas e o aumento de fricção das escovas, faz com que haja redução do binário útil
Eficiência	Alta, não existem quedas de tensão associadas a escovas	Moderada
Potência de saída/-Tamanho	Alta- com tamanho reduzido consegue-se ter mais potência de saída, isto porque, os enrolamentos encontram-se no estator, tornando mais fácil a dissipação do calor	Moderada- O calor produzido na armadura é dissipado no espaço de ar (<i>air gap</i>), causando um aumento de temperatura no <i>air gap</i> e limitando as especificações Potência de saída/Tamanho
Rotor Inércia	Baixo, porque tem ímanes permanentes no rotor, que fazem com que haja um melhoramento na dinâmica	Elevada inércia no rotor, logo limita a característica de dinâmica
Alcance de Velocidade	Alto, não é limitado por escovas/comutador	Baixo, devido às escovas e ao comutador
Ruído Eléctrico	Baixo	A produção de arcos eléctricos gera algum ruído, causando interferências electromagnéticas aos equipamentos próximos
Custo de Construção	Elevado, uma vês que tem ímanes no rotor, os custos de construção são mais elevados	Baixo Custo
Controlo	Complexo e dispendioso	Simple e pouco dispendioso
Requerimentos de Controlo	É necessário um controlador <i>Application Specific Integrated Circuit (ASIC)</i> para poder ter o motor em rotação, podendo ser usado para controlar a velocidade	Não necessita de controlador para uma velocidade fixa, é requerido um controlador para velocidade variável, quando é esse o objectivo
Complexidade Mecânica	Baixa, só contém dois principais componentes	Alta, devido à junção das escovas do rotor com o estator

densador *gate-source* para uma tensão especial dependendo do tipo de aplicação, esta pode ser estudada no *datasheet* do MOSFET, quando a tensão é alcançada o MOSFET passará a conduzir. No BJT é comutado para o estado ligado, quando

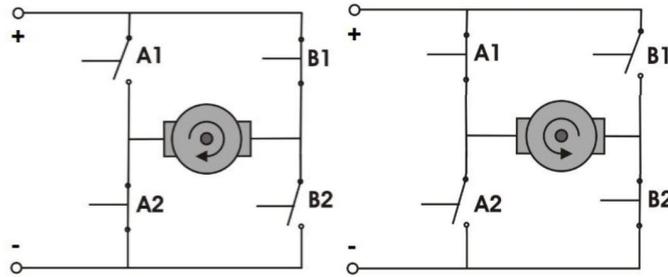


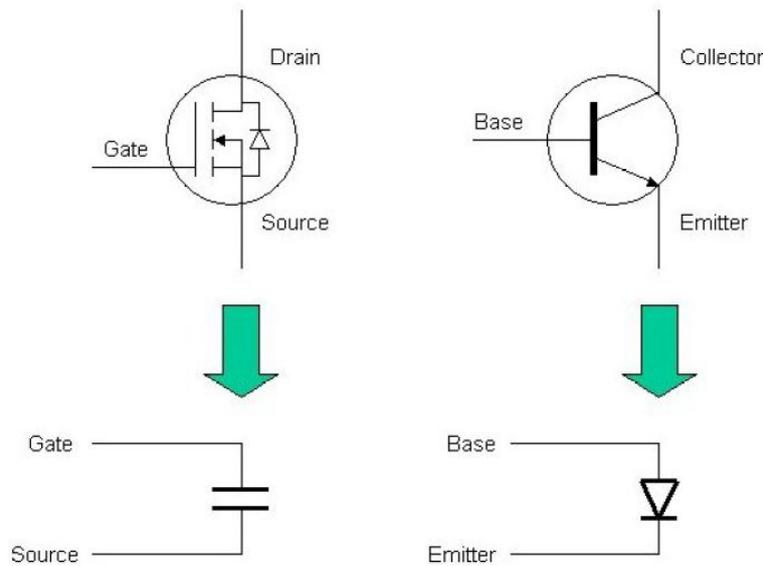
Figura 2.5: Ponte H para comutação de potência de motor *BDC* [4]

existe corrente a fluir no dispositivo entre a base e o emissor, a junção é polarizada e comporta-se como um diodo, que terá de ser mantido para continuar sempre ligado, oprimindo-se essa tensão, se o objectivo for desligar. A figura 2.6 ilustra como é a estrutura básica destes transístores, relativamente ao efeito, acima referido [5].

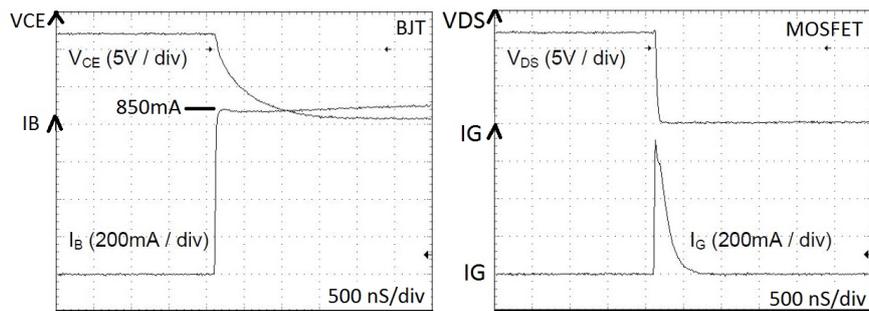
Os BJT's dissipam mais potência e reduzem a eficácia na comutação, enquanto que os MOSFET no estado ligado dissipam menos potência, tendo de ter uma resistência R_{ds} . Na figura 2.6 estão representados os gráficos de comutação de um transístor BJT (*MJE3055T*) e comutação de um MOSFET (*BUK7506-55A*). É de notar que os MOSFET's reagem melhor a esta comutação, têm um pico inicial na *gate* que de seguida decai para zero, no bipolar a corrente de base fica estanque, neste caso aproximadamente 850mA, como ilustra a figura 2.6 [5].

Os MOSFET's são melhores para utilização em topologias em paralelo, pois assim consegue-se dividir as correntes e ao mesmo tempo diminuir, a potência dissipada em cada um, o bipolar para este tipo de aplicação, não é tão viável [5] [29].

Os controladores de motores *BDC* requerem robustez e uma boa performance, tendo de ser adicionadas protecções e condicionamentos. Num dos primeiros casos que abrangem o mais baixo nível da topologia é o efeito de *kickback* indutivo, na figura 2.7, encontramos uma abreviação do esquemático, com o objectivo de fazer comutação simples de um motor. Quando o interruptor ou o transístor é ligado, a corrente flui pelo o motor e circula pela massa (*Ground*), quando o interruptor abre a corrente não deveria fluir mas infelizmente não é a realidade, cada vez que se faz comutação, existe um efeito *kickback* indutivo, logo o tempo de vida destes transístores é reduzido. Quando o comutador fica desligado, existe a corrente que flui pela bobina, este é um efeito inevitável, então são adicionados díodos de roda livre, (*freewheel diodes*) também conhecidos por *flyback diodes* e *Snubber diodes*, como se observa na figura 2.7, em que existe um diodo para combater este efeito [30].



(a) Esquema equivalente do MOSFET e do BJT [5]



(b) Comutação de um transistor BJT (MJE3055T) e um MOSFET(BUK7506-55A)

Figura 2.6: Circuitos equivalentes e comutação de um transistor BJT (MJE3055T) e de um MOSFET(BUK7506-55A) [5]

2.2.2 Controladores de motores *BDC*: Arquitectura

Os controladores modernos incorporam ambas as partes, electrónica de potência e micro controladores, que permitem gerir e proporcionar um controlo de maior precisão, tornando mais simples e de alto nível a sua utilização com interfaces de comunicação. Algumas dessas tarefas têm como objectivo, controlar a dinâmica do motor com variações de cargas aplicadas, ou seja, em velocidade, posição e binário. Também têm como objectivo, fornecer comutação à electrónica de potência e proteger o motor e o próprio controlador de danos.

Existem algumas técnicas para controlar um motor *BDC*, a de tensão variável, que é um substancialmente mais complexa, por ter uma fonte comutada para estabilizar a tensão na tensão de referência. Esse *feedback* tem de ser realizado com uma *Digital Analog Converter (DAC)*, sendo necessário ter uma fonte co-

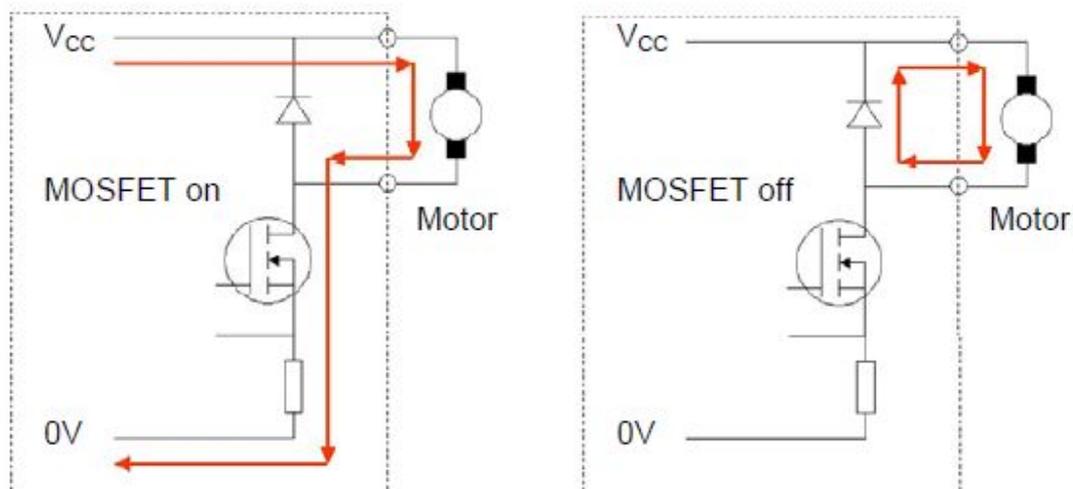


Figura 2.7: Díodo roda livre em funcionamento, fonte adaptada de [5]

mutada de grande potência. A técnica de controlo por PWM é menos complexa e de fácil implementação [6]. Na figura 2.8, encontram-se representados os dois circuitos equivalentes das técnicas, acima descritas.

Os controladores tem alguma complexidade quando se necessita de maior robustez. Na figura 2.9 estão representados alguns módulos de arquitecturas mais comuns, num controlador de motores *BDC*. O diagrama inclui quatro tipos de controladores que poderão ser implementados, estes estão marcados com números de um a quatro. O tipo de arquitectura usado, foi o marcado com o número quatro que inclui uma ponte H, um ASIC, isolamento galvânico e um sensor de corrente por efeito de Hall, o tipo de comunicação foi USART com interface USB. Nos próximos sub tópicos 2.2.2.1 até 2.2.2.6, serão mencionados os principais módulos de arquitectura, abordados nesta dissertação.

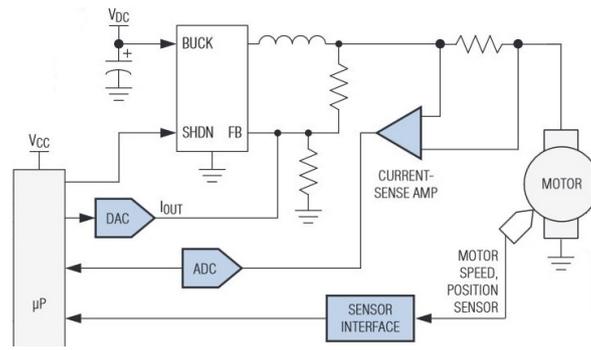
2.2.2.1 Microcontrolador

O microcontrolador é responsável pela gestão e controlo do motor *BDC*, que usa PWM para controlar os drives dos MOSFET e dar conta da comunicação para trabalho a alto nível. Tem de gerir a leitura dos sensores tanto de velocidade, como de corrente, tendo de verificar e gerir as falhas.

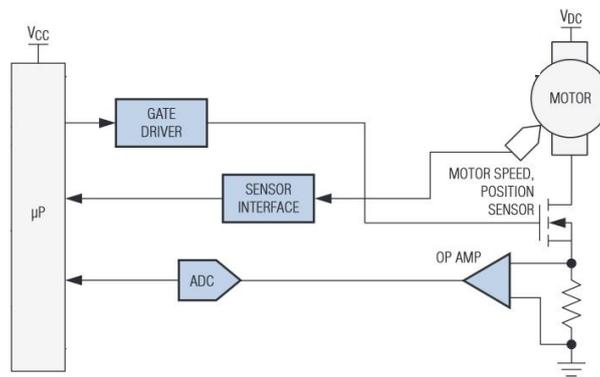
Também é responsável pelo controlo em firmware, como por exemplo, PID de velocidade, posição ou binário [7]. Na figura 2.10, está representada uma arquitectura básica de um micro controlador.

2.2.2.2 Isolamento Galvânico

Existem vários tipos de isoladores, entre eles, transformadores ópticos, indutivos e capacitivos, que servem normalmente para isolar alimentações e controladores. Quando se uma bateria e um micro controlador a controlar um motor, pode existir algum ruído nessa alimentação, devido ao controlo de PWM e ao *kickback*



(a) Circuito Equivalente de um controlador por tensão variável, fonte adaptada de [6]



(b) Circuito Equivalente de um controlador por PWM

Figura 2.8: Circuitos equivalentes de controlo por tensão variável e por PWM, fonte adaptada de [6]

indutivo. Se o micro controlador estiver ligado a esta alimentação, poderá haver algumas interferências electromagnéticas e até mesmo, um descontrolo, deixando o controlador sem robustez. Os isoladores galvânicos são muito utilizados em comunicações como Inter-Integrated Circuit (I2C), SPI, USART, Controller Area Network (CAN) e USB, entre outras.

A figura 2.11 representa um género de isolador galvânico, usado numa comunicação de SPI [8].

2.2.2.3 Comutadores de MOSFET's

Embora existam muitas maneiras de realizar a comutação dum MOSFET, o melhor é a utilização dum IC ou mesmo ASIC, com o objectivo de controlar as tensões das *gates*, alguns deles já realizam drive a meia ponte e a ponte H, de baixa potência. Alguns incorporam pontes H, num só ASIC, e realizam a gestão de protecções e diagnósticos.

Os IC's são escolhidos por serem compactos, robustos e pelo seu baixo custo, sendo estas umas das suas principais vantagens, além de oferecerem menor atraso

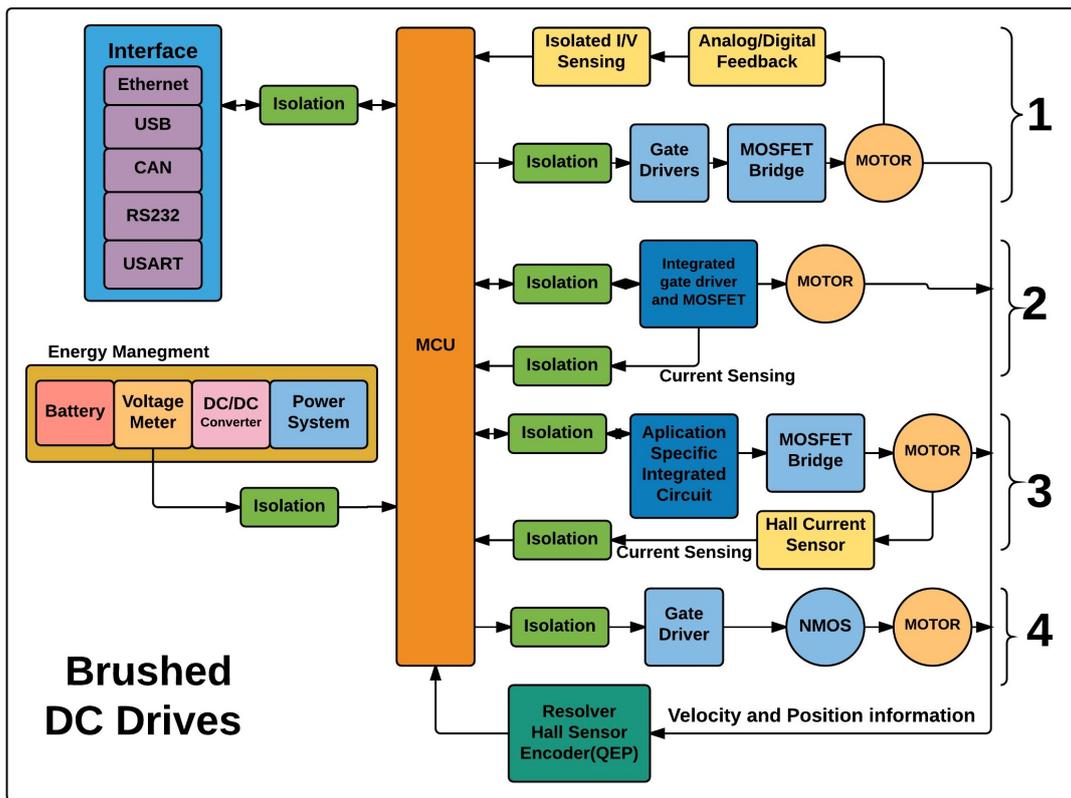


Figura 2.9: Hardware de controladores para motores *BDC*, fonte adaptada de [3]

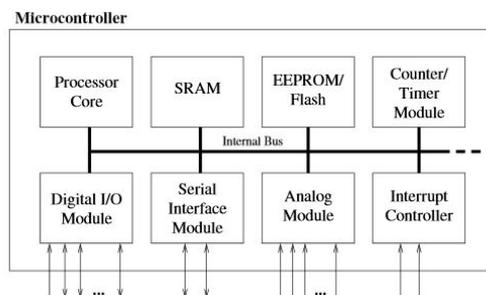


Figura 2.10: *Layout* básico de um micro controlador [7]

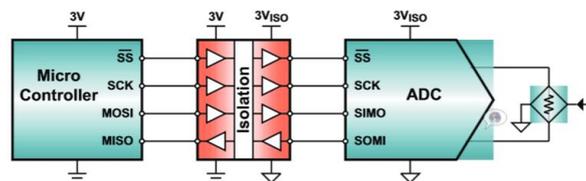
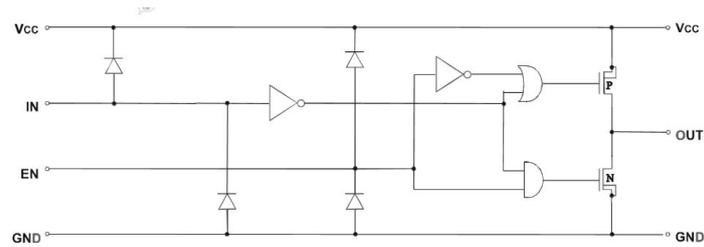
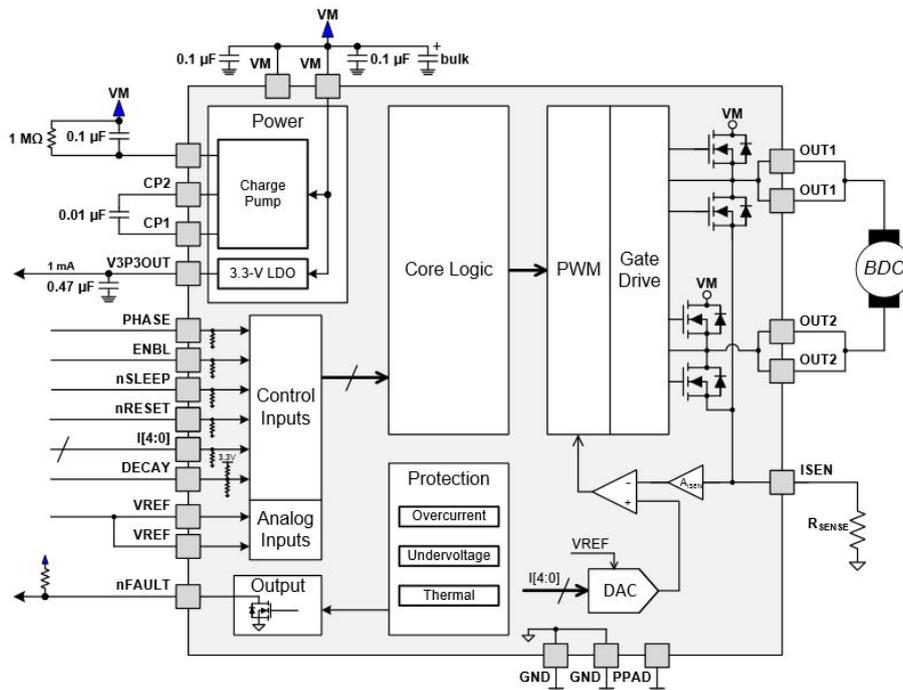


Figura 2.11: Comunicação por SPI, usando isolador galvânico [8]

de propagação de que outras topologias. As tensões de controlo e as correntes são muito baixas, isto por terem entradas de alta impedância, pois poderão



(a) Ultrafast MOSFET driver (IXDD408PI), individual [31]



(b) H Bridge Motor Driver (drv8829) [32]

Figura 2.12: Circuitos equivalentes de *drives* de MOSFET, um drive de um único MOSFET e um *drive* de uma ponte H de mais alto nível

ser ligados directamente ao microcontrolador ou serem utilizados isolamentos galvânicos. Nas referências [33], [34] e [31], encontra-se um estudo mais acentuado sobre o assunto. Na figura 2.12 é representado um driver simples, só para uma porta de MOSFET e um *driver* mais complexo, para um controlo de uma ponte H, usando um ASIC.

2.2.2.4 Conversão DC/DC

Para controladores que utilizam baterias, que normalmente usam tensões elevadas comparadas com as usadas no comando. É necessário projectar um conversor DC/DC do tipo buck ou conhecido também, por *step-down*, pois apresenta uma boa eficiência, embora o seu custo e complexidade, sejam mais elevados.

A comutação é controlada, normalmente por um circuito integrado em malha

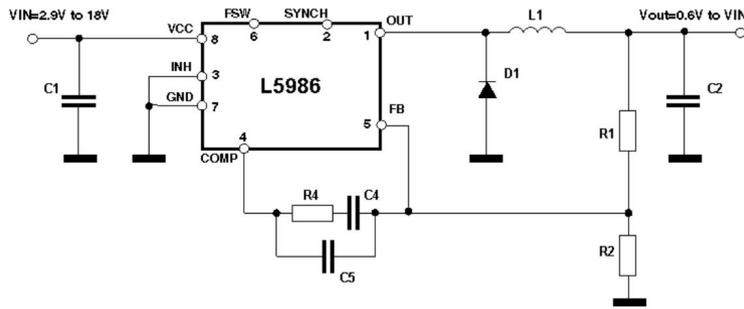


Figura 2.13: IC Conversor *Step-Down* (*L5986*) [9]

fechada, em que usa uma saída em PWM que, na maioria dos casos, controla a gate de um MOSFET. O IC analisa continuamente quais as necessidades da carga, através da malha de *feedback*, normalmente feita com divisor de tensão, ou seja, com resistências de precisão internas ou externas. Também modula o duty-cycle, de modo a garantir, que a tensão na saída seja o mais próxima do valor de referência [35]. A figura 2.13 representa um conversor *step down*(*L5986*) [9].

2.2.2.5 *Feedback*: velocidade e posição

Os sensores são componentes críticos para um sistema de controlo de um motor, em que o seu objectivo é auxiliar o controlo em malha fechada, aumentando assim a confiabilidade. Para controlo de velocidade e posição existe uma variedade de sensores, como por exemplo, *encoders* ópticos e tacómetros por efeito *hall*. Existem um método designado por *Sensorless Control*, em que se utiliza o back-EMF. [3] [10]

- ***Encoders* Ópticos**: São os sensores mais comuns para o efeito de *feedback* de velocidade ou posição. São montados no *shaft*. O seu funcionamento é relativamente simples, usa um disco com ranhuras um ou mais *Light Emitting Diode (LED)*, emissores de infravermelhos de um lado do disco e um ou mais receptores foto transistorizado do outro lado do disco, como se pode observar na figura 2.14. A luz passa pelas ranhuras, ficando o receptor a um ou a zero, dependendo da topologia usada na recepção. Para leitura deste tipo de sensores, normalmente são usados dois canais, podendo ser lidos em quadratura, representada na figura 2.14, conseguindo-se assim o *feedback* de velocidade, posição e direcção com conversão de cálculos simples. É necessário ter em conta, que os Counts Per Revolution (CPR) dependem da localização do *encoder* e da caixa de redução (*GearBox*) a usar [3] [10] [36], na referência [37] encontram-se explicações mais detalhadas acerca dos *encoders* .
- **Tacómetros Efeito *Hall***: Tal como nos *encoders*, é necessário que seja conectado com o *shaft* do motor e que tenha uma parte fixa na parte estacionária, neste caso, são posicionados ímanes, podendo ser um ou mais. Os

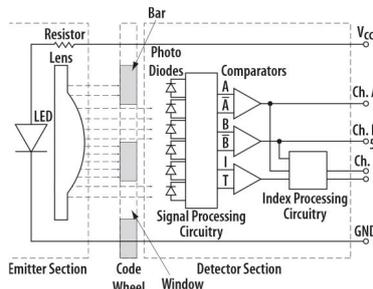
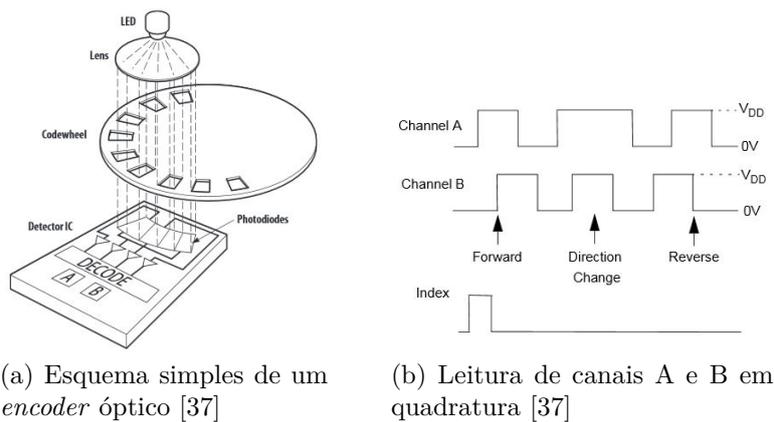


Figura 2.14: Representações de *encoder* e topologia, de leitura mais usada.

sensores estacionários detectam o campo magnético, quando os ímanes passam no sensor, este por sua vez gera um pulso, dependendo da velocidade, ou seja, variando a frequência, tal como indica na figura 2.15. Uma das vantagens da utilização destes sensores é a ausência de contacto físico do sensor com o *shaft*, conseqüentemente com ausência de desgaste mecânico, figura 2.15. [3] [10]

- **Sensorless Feedback:** Uma outra forma de ter o *feedback* de velocidade de um motor BDC é medir a voltagem back-EMF, esta por sua vez é proporcional á velocidade, calculando-se facilmente. Na figura 2.16 está representado um circuito de um drive bidireccional e a localização de medida do back-EMF. Este tipo de topologia tem de ter condicionamento de sinal e isolamento. Este método normalmente é usado no controlo de motores BLDC. Todos os motores BDC comportam-se de maneiras diferentes, devido à sua eficiência e aos seus materiais de construção. A experimentação é a melhor maneira de determinar a velocidade, em relação à tensão back-EMF. O ideal será uma experimentação com um *encoder*, em conjunto com a medição da voltagem back-EMF, usando uma correlação com as duas topologias para obter então a velocidade RPM do motor [3] [10].

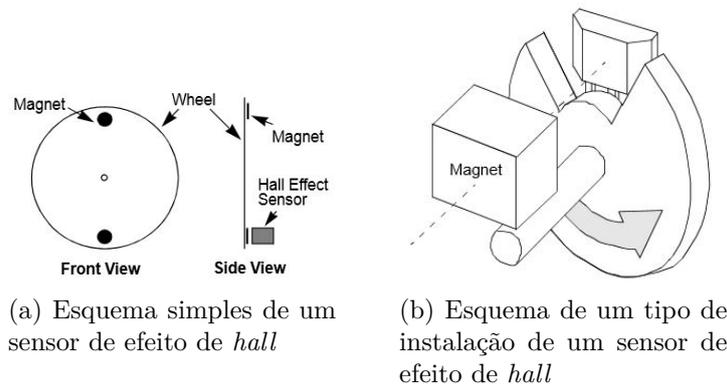


Figura 2.15: Representações de sensor de efeito de *hall*, fonte adaptada de [3] [10]

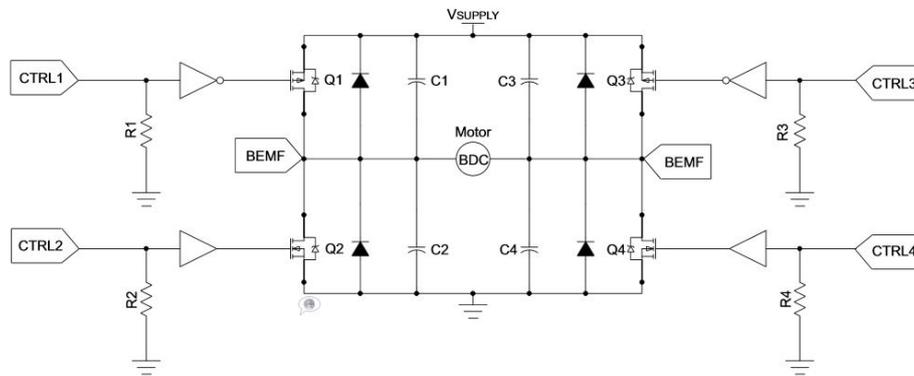


Figura 2.16: Circuito com drive bidireccional e com localização da medição da voltagem back-EMF [3] [10]

2.2.2.6 *Feedback* de corrente

Os sensores de corrente são muito importantes num sistema de controlo dum motor BDC, tanto para ter um *feedback* de corrente para cálculos de binário, sendo que estes proporcionais, como também para proteções e limitações. Os três tipos de sensores de corrente mais conhecidos são as resistências *shunt*, os sensores de efeito de *hall* e os transformadores de corrente. As resistências *shunt* são as mais conhecidas, pois proporcionam medidas precisas e implementação de baixo custo, embora tenham algumas limitações. Os sensores de efeito de *hall* são bastante utilizados, pois fornecem uma medição não invasiva, ou seja, são isolados do circuito de potência, estando disponíveis em IC's pequenos que combinam o sensor e o condicionamento de sinal.

Os sensores de corrente por transformadores, normalmente são utilizados em aplicações de correntes elevadas ou de monitorização AC, garantindo o isolamento entre potência e sinal. [10] [38] [11]

- **Resistências *shunt*** : São sensores de corrente mais conhecidos pelo seu baixo custo e pela sua precisão. Sabendo a queda de tensão através da

resistência e que esta resistência tem um baixo valor conhecido, determinando com a lei de *Ohm*, poderá ser calculada a corrente. Como a resistência tem um valor baixo, a queda de tensão será muito baixa e não terá influência no circuito do motor. A dissipação de potência numa destas resistências torna esta topologia pouco prática, para medições de correntes superiores a aproximadamente vinte Amperes. Para determinados fins, as resistências têm de ser bem escolhidas, como resistências de precisão e de baixa variação do valor nominal com aumentos de temperatura, as mais recomendadas são as de *metal-film*. Existem projectistas que fazem estas resistências em PCB [10] [38] [11]. Os critérios de seleção duma resistência *shunt*, requerem uma avaliação prévia de várias soluções de compromisso, incluindo [10] [38] [11]:

- Com o aumento da R_{sense} , existe um aumento da V_{sense} , o que faz, com que a voltagem de *offset* (V_{os}) e a corrente de polarização de *offset* (I_{os}) do amplificador tenham erros menos significativos.
- Uma resistência de valor muito elevado causa uma queda de tensão mais elevada e uma redução da eficiência no sistema. A potência que a resistência consome é $P_{R_{SENSE}} = I_{SENSE}^2 * R_{SENSE}$.
- Uma resistência de valor muito elevado causa uma voltagem de *offset* na carga, se esta for posicionada em *low-side* poderá ter impacto nas características de interferências magnéticas, ruído e na sensibilidade do sistema.
- Para determinados fins, têm de ser usadas resistências de baixa indutância, caso o sistema utilize cargas que funcionem em alta frequência.
- A potência da resistência tem de ser correctamente avaliada, pois a potência dissipada pode causar aquecimento e o valor nominal da resistência poderá variar e gerar problemas de precisão na medição.

No caso da resistência de precisão, existem três métodos principais, no que diz respeito à sua localização, sendo eles *High-Side*, *Low-Side* e Bidireccionais (*Low and High side*), como ilustra a figura 2.17. De seguida, serão mencionadas vantagens e desvantagens de ambos os métodos [10] [38] [11]:

– **Low Side, Figura 2.17a** [10] [38] [11]:

* **Vantagens**

- Baixa voltagem em modo comum;
- Tensão de saída e de entrada referenciada à massa;
- Fácil de projectar, apenas uma alimentação, logo um custo reduzido.

* **Desvantagens**

- Distúrbios na ligação à massa;
 - A carga deixa de estar conectada à massa, quando a resistência *Rshunt* é conectada entre a carga e a massa;
 - Elevadas correntes de cargas, causadas por um curto circuito accidental, não são detectáveis.
- **High Side, Figura 2.17b** [10] [38] [11]:
- * **Vantagens:**
 - Distúrbio da massa eliminado;
 - Carga conecta diretamente à massa;
 - Detecta correntes elevadas, causadas por um curto circuito accidental;
 - O amplificador operacional trabalha com tensões de alimentação reduzidas.
 - * **Desvantagens:**
 - Terá de lidar com tensões de entrada muito elevadas e de ter uma boa dinâmica de modo comum;
 - Complexo e de custo elevado;
 - O amplificador operacional terá de trabalhar com tensões de alimentação elevadas.
- **High and Low Side, Figura 2.17c** [10] [38] [11]:
- * **Vantagens:**
 - É necessária apenas uma resistência, para se ter uma leitura bidireccional;
 - Método conveniente para medição de correntes em cargas indutivas.
 - * **Desvantagens:**
 - Terá de ter uma larga escala em modo comum, pois as voltagens variarão;
 - A rejeição em modo comum poderá limitar a precisão em modos, que utilizem PWM.
- **Sensores de efeito de Hall:** Os elementos de Hall são construídos por uma folha fina de material condutor com ligações de saída perpendiculares à direção de fluxo de corrente. Quando o sensor é submetido a um campo magnético, responde com uma tensão de saída proporcional à força do campo magnético, normalmente é uma tensão muito baixa na ordem dos μV . Por norma é necessário circuitos adicionais de condicionamento de sinal, para poder ser usado na maioria das aplicações. A electrónica adicional para o condicionamento de sinal, por norma é um estágio com um

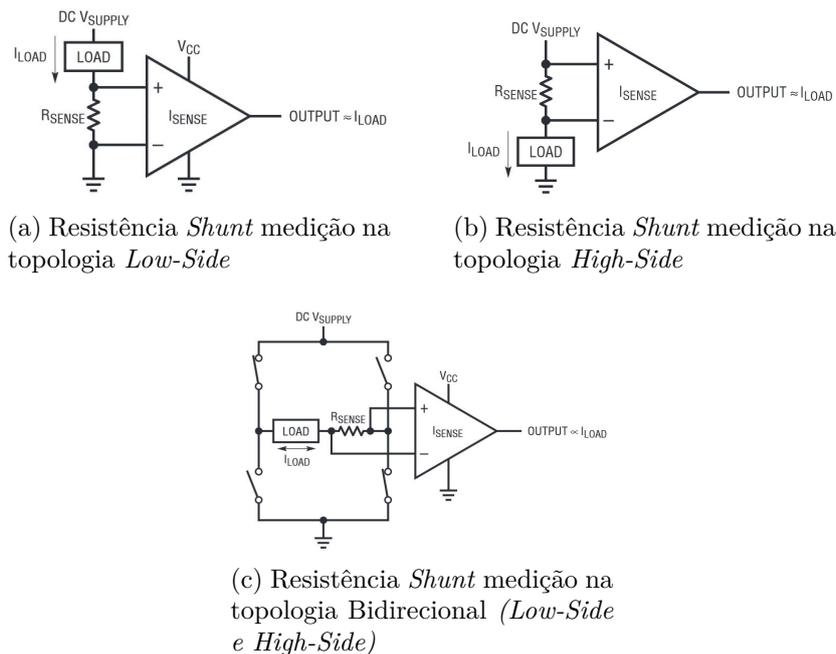


Figura 2.17: Topologias de implementação com objetivo de medição de corrente com resistência *shunt*, fonte adaptada de [11]

amplificador de sinal, filtros e compensação com temperatura, sendo que a tensão de alimentação tem de ser bem regulada e filtrada, para que não haja grandes variações de ruído [39], como se pode observar na figura 2.18. São os melhores, considerados por muitos os ideais.

Os sensores de corrente de efeito de Hall tem características muito desejáveis, o sistema de *feedback* tem uma boa dinâmica e responde muito rápido, normalmente menos de que um micro-segundo, numa frequência de resposta na ordem dos 100KHz. São sensores muito precisos com uma linearidade na ordem dos 0.1%. Normalmente são mais caros que outras topologias, mas na actualidade encontram-se a bom preço e em IC's pequenos, figura 2.18c. Para aplicações em que seja necessário uma boa dinâmica de resposta e igualmente uma boa precisão, esta topologia de sensores de corrente é a ideal [39]. Por norma, os IC's do mercado têm saídas analógicas, que poderão ser ligadas às Analog Digital Converter (ADC)'s dos microcontroladores. Uma das desvantagens deste sensor, além das que foram referidas em cima, é que se as variações de temperatura não forem bem compensadas para efeito de saída, este não terá grande precisão.

- **Sensores de corrente por transformadores [10]:** Este sensor usa o princípio dum transformador, onde existe um rácio da corrente no primário com a corrente do secundário, ou seja, em função do rácio dos enrolamentos. Uma das grandes vantagens deste método de medição, é a garantia de isolamento galvânico, que poderá ser usado com correntes mais elevadas,

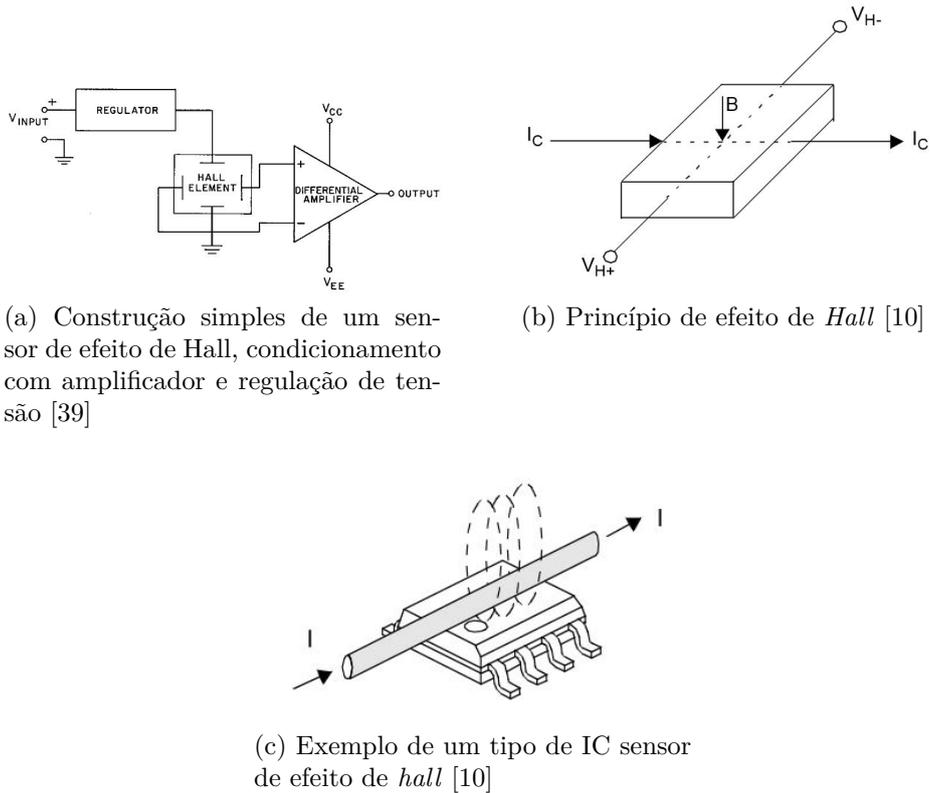


Figura 2.18: Sensor de efeito de Hall, explicação de funcionamento físico e IC de exemplo

normalmente este género de medição é usado na indústria. A principal desvantagem desta topologia é que têm de ser usados para medições de tensões AC, para evitar a saturação do transformador. Na figura 2.19 estão representados esquemáticos de transformadores sensores de corrente de única volta e de multi volta. O transformador de única volta, tem a vantagem, de não ter uma medição intrusiva, como se observa na figura 2.19, ou seja, é só necessário um fio um passar pelo orifício do transformador. No que diz respeito ao acoplamento magnético, o transformador multi-volta tem a vantagem, pois poderá ter muitos enrolamentos de fio no primário [10] [40].

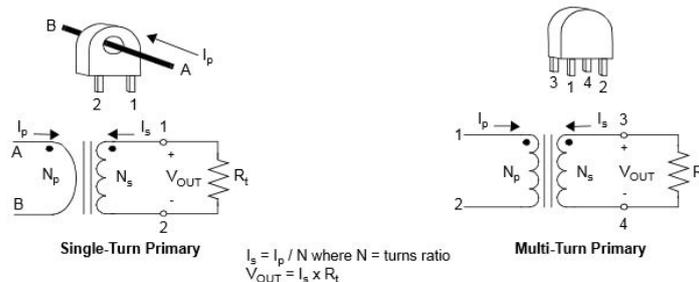


Figura 2.19: Transformadores de corrente [10]

Existem vários tipos destes sensores, no entanto, para determinados fins de aplicações, têm de se ter em conta, a categoria da corrente, frequência e tamanho físico. Passo a citar alguns transformadores, como *Toroidal*, *Large Frame*, *Split-Core*, *Miniature*, *Relay Class Protection*, *Medium voltage Instrument*, *PC mount 50 to 400Hz* e *PC mount 20kHz to 200kHz* [41].

Na Tabela A.3, pode verificar-se as principais características e comparações entre cada método, em cima abordado.

Os sensores de *feedback* têm um papel importante num sistema de controlo de motor, pois fornecem informação sobre corrente, posição, direcção e velocidade. Estes sensores aumentam a fiabilidade dum motor, detectando condições de falhas que possam vir a danificar o motor ou o sistema de aplicação em causa.

Os principais sensores de *feedback* abordados foram:

1. *Sensores de velocidade: encoders* em quadratura, tacómetros por efeito de *hall* e tensão de *back-EMF(sensorless method)*;
2. *Sensores de corrente: Rshunt, Hall*, transformador;

Cada um destes sensores oferecem vantagens, como desvantagens, tanto que o projectista deve avaliar estas, a fim de fornecer um sistema de controlo estável, fiável e de custo reduzido do sistema.

2.2.3 Controladores existentes no mercado

Neste sub tópico serão abordados alguns controladores de motores BDC existentes no mercado, tais como as suas características e custo.

Inicialmente será abordado um controlador da *Texas Instruments*[®], *Stellaris*[®] *MDL-BDC*, como se pode observar na figura 2.20.



Figura 2.20: Controlador *Stellaris*[®], *Texas Instruments*, com várias variações feitas por *VEX Robotics*[®] [12]

Este por sua vez, é apenas para controlo de velocidade e trabalha unicamente com um motor BDC de 12V até 40A contínuos [42].

Tem as seguintes características: Comutação dum motor BDC, 12V DC até 40A; Interface de CAN, (1M bits/s); Regulação de velocidade por PWM, com frequência de 15KHz e resolução de 0.1%; Entrada para *encoder*, leitura em

quadratura, entradas analógicas de 10bits, tensão de 0 a 3V, potenciômetro de 10KOhms; Monitorização em tempo real de corrente, de voltagem e de velocidade, a taxa de medições é de 15.625 KHz; Consumo em *Standby* de 90mA; Detecção de falhas: *under voltage*, *over temperature*, *over current* e perda de comunicação; Usa um ARM® Cortex™-M3 50-MHz de 32 bits, 50MHz, LM3S2616.

Apesar deste controlador estar já extinto do mercado, existem versões mais actuais, como por exemplo o *Jaguar Motor Controller*, fabricado por *VEX Robotics*®, sendo que têm as mesmas características, apenas com mais uma interface de comunicação, *RS232*. Ainda existe outra variante deste controlador, mais compacta, o *Talon*® *SRX*, este já inclui um algoritmo de controlo PID interno, para controlo de velocidade.

Esta gama de controladores tem um preço tabelado na ordem de *80 a 100 USD*, embora seja reduzido, é muito limitado relativamente às suas funcionalidades. Uma das desvantagens destes controladores, é que só têm uma saída para um motor, o que é favorável para uso em aplicações simples. A ausência de controlo de binário, faz com que haja necessidade de um controlador externo para aplicações específicas, sendo outra das desvantagens destes controladores.

Um dos controladores com aspecto mais industrial é o *Model 50A8 da Advanced Motion Controls*®. Na figura 2.21a, está representado este controlador, este encontra-se no mercado por um preço significativamente mais elevado, na ordem dos 500 USD.

Tem as seguintes características: Voltagem de operação 20 - 80VDC; Comutação até 25A contínuos ou 50A de pico; Operação regenerativa 4 Quadrantes; *Dip Switch* para seleção de modos, corrente, voltagem, compensação IR e de velocidade; Correntes com limites ajustáveis; Saídas digitais de falhas; *Leds* de indicação de estado; Saída de monitorização de corrente.



(a) Controlador da *Advanced Motion Controls*®, 50A8 [43]



(b) Controlador da *Transmotec*®, Series DD [44]



(c) Controlador da *RoboteQ*®, Series MDC2XXX [45]

Figura 2.21: Controladores: *Advanced Motion Controls*® 50A8 , *Transmotec*® Series DD , *RoboteQ*® Series MDC2XXX

Existe no mercado uns controladores da *Transmotec*®, série DD, em que a

regulação de velocidade é feita por potenciômetro, sendo que só fazem comutação a um motor. São controladores um pouco antiquados e muito limitados. Na figura 2.21b encontramos um dos controladores desta série. O seu custo no mercado ronda na ordem dos 225 a 520 USD, dependendo da sua potência.

Os controladores mais usados e mais conhecidos, são os controladores da *RoboteQ*[®].

O modelo que se enquadra nesta dissertação é o modelo *MDC2230*, figura 2.21c. Este está cotado no mercado por 275 USD.

Este controlador tem as seguintes características [45]: Tensão de alimentação: 30V; 2 canais para motores; 50 Amperes por canal; Leitura de *encoders*; *Bracking* regenerativo; Comunicação por CAN e USART; 6 entradas digitais e 2 saídas digitais configuráveis; Controlo PID (Velocidade e Posição), com ganhos separados para cada canal; Tempo do *loop* de controlo: 1ms; Detecção de falhas.

Uma das suas desvantagens é o controlo de binário não ser o ideal, sendo que existe uma estimativa interna dos valores da corrente. Para poder haver uma leitura real das correntes, terão de ser utilizados sensores externos, e terá de haver um condicionamento para as entradas, ADC do *RoboteQ*[®].

2.3 Sumário

Neste capítulo, foram abordados os motores BLDC e BDC, no que diz respeito a algumas das suas características e do seu funcionamento.

Os motores BLDC são de boa qualidade e elevado rendimento comparando com os BDC, mas em questão monetária são muito mais caros.

Os controladores dos motores BDC são mais baratos e não tão complexos de implementar, esta é uma das suas grandes vantagens que justifica a escolha deste género de motores, isto dependendo da sua aplicação. Foram tratadas algumas formas de comutação para motores BDC, dada uma breve introdução ao microcontrolador, isolamento galvânico, *drives* de MOSFET e conversão de energia. Também foram abordadas algumas formas de medição de velocidade e posição, no âmbito desta dissertação foi usado o *encoder* em quadratura. Tratados alguns métodos de medição de corrente, o de eleição é o sensor de efeito de *hall*, sendo que foi o sensor utilizado no sistema de controlo de corrente e também proteção, nesta dissertação.

Foram citados alguns controladores do mercado para controlo de motores BDC, como o *Stellaris*[®] da Texas Instruments[®] e suas variações da Vex Robotics[®], sendo abordado um controlador mais industrializado da Advanced Motion Controls[®], um da Transmotec[®], um da RoboteQ[®] dos mais usados no ISR. Estes controladores são condicionados nas suas funcionalidades e alguns deles são de custo elevado.

Capítulo 3

Arquitectura do sistema - Hardware

Neste capítulo é apresentada a arquitectura do sistema de hardware desenvolvido e a forma como foi implementado.

Numa primeira fase, é abordada uma visão global do sistema, assim como a arquitectura detalhada, como circuitos de potência e de comando. Por fim, é referida a forma como o hardware foi implementado em PCB's e também são descritas algumas considerações a ter.

3.1 Arquitectura geral

De seguida, será descrita num modo geral, a arquitectura de *hardware* implementada no âmbito desta dissertação. A figura 3.1 ilustra os blocos principais, este hardware está dividido por duas PCB's a de cima (*upPCB*) e a de baixo (*downPCB*).

A *downPCB* é composta pelos *drives* e *ponte H* de cada motor e respetivos conectores, sendo que os sinais dos drives são isolados galvanicamente por isoladores ópticos. Tem sensores de corrente por efeito de *Hall*, em que a alimentação também se encontra isolada. Encontram-se também os terminais da bateria e a gestão de energia, ou seja, um conversor *DC/DC StepDown (Buck)*.

A *upPCB* é composta pelos terminais de ligação com a PCB de baixo, a placa de controlo (STM32F4DISCO), condicionamento de sinal, voltímetro isolado para medição de bateria, ligadores de *encoders*, comunicação por USART/USB e a gestão de energia em que é usada a alimentação, pela a porta USB como fonte.

Este hardware trabalha numa forma modular, em que se pode realizar mudanças e adicionar funcionalidades, dependendo do tipo de aplicação.

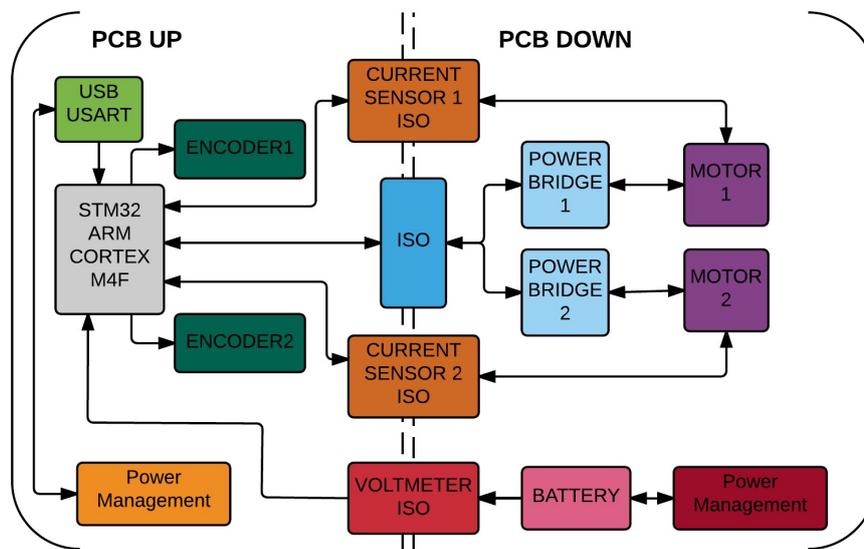


Figura 3.1: Diagrama geral da arquitectura implementada

3.2 Circuito de potência

Na figura 3.2 encontram-se ilustrados os principais blocos usados no hardware de potência.

São usados MOSFET's tipo N na ponte H, estes por sua vez, podem ser modulados, conforme o tipo de aplicação. Os drives da ponte H e os sensores de corrente são da marca *Allegro*.

É usado um conversor DC/DC da *Texas Instruments*, para uma boa eficiência, no que diz respeito à gestão de energia, sendo que este serve para alimentação do controlo na PCB de baixo.

3.2.1 Conversor DC/DC

Iniciando pelo conversor DC/DC *LM2575HVS-5.0*, este é da topologia *Buck*. Para o uso deste regulador não é necessário utilizar grande quantidade de componentes adicionais, tal como se pode observar na figura 3.3.

Este conversor tem as seguintes características:

- Tensão de entrada máxima : 60V;
- Tensão de saída : 5V;
- Corrente de saída máxima : 1A;
- Frequência do oscilador : 52 Khz;

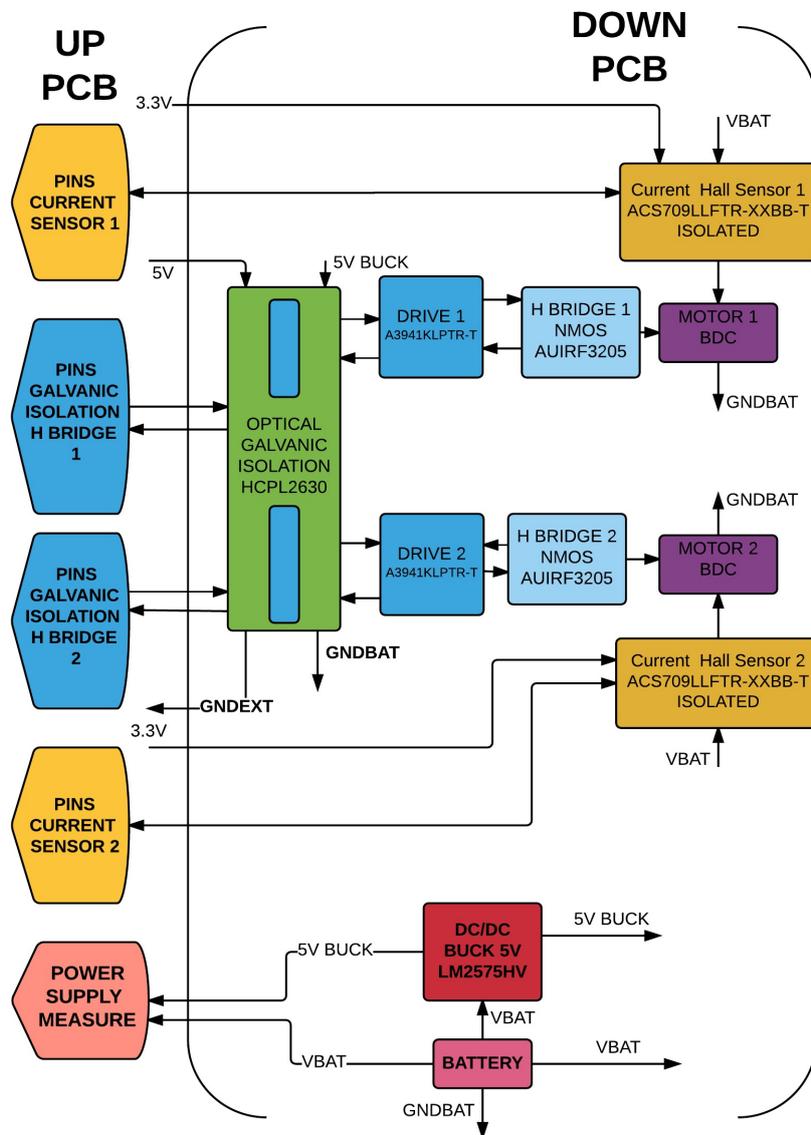


Figura 3.2: Diagrama da arquitectura implementada no hardware de potência, com identificação dos componentes mais importantes

- Alta eficiência ;
- Proteção térmica e proteção contra curto circuito.

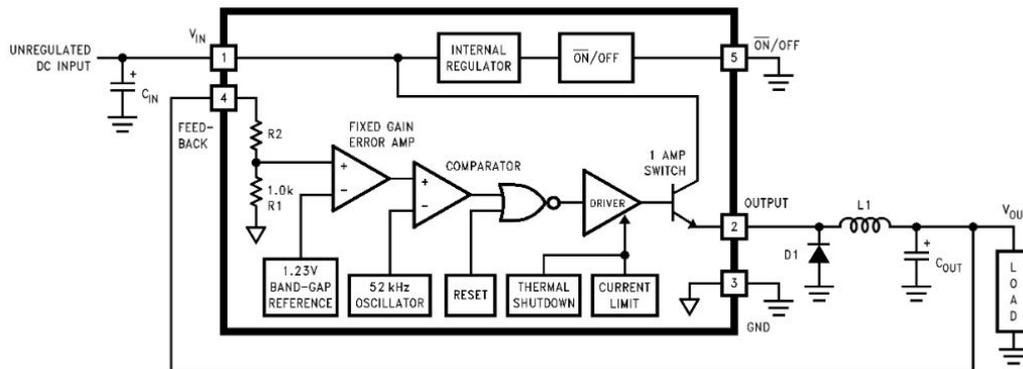


Figura 3.3: Diagrama de blocos do conversor DC/DC *LM2575* e sua aplicação típica

3.2.2 *Comutador de ponte H*

Neste sub tópico é abordada a parte da potência essencial, sendo que esta é composta por um drive e uma ponte H. O controlador da ponte H é o A3941 da Allegro, este usa externamente MOSFET's de potência e é especificamente projectado para aplicações com cargas indutivas de alta potência, tais como os motores BDC.

Este controlador tem as seguintes características:

- Controlo da elevada corrente de *gate* dos MOSFET's NMOS;
- *High-side e Low-side PWM* (4 Quadrantes);
- *Charge Pump* para operações de baixa voltagem de operação;
- Proteção de *Cross-Conduction* com *dead time* ajustável;
- Tensão de operação 5.5 a 50 V;
- Regulador interno de 5V;
- Baixo consumo em *Sleep Mode*.

A ponte completa pode ser conduzida em modos de decaimento rápido ou lento, usando um diodo ou retificação síncrona. No modo de decaimento lento, a recirculação pode ser feita através do *High-side* ou *Low-side* da ponte H.

No decaimento lento são usados os quatro quadrantes, enquanto que no decaimento rápido são usados apenas dois quadrantes. Os Field Effect Transistor (FET)s estão protegidos contra *shoot-through*, em que o tempo terá de ser configurado com uma resistência.

Este IC contém internamente diagnósticos de subtensão, sobreaquecimento e falhas de potência, este pode ser configurado para proteger os MOSFETs, na maioria das condições de curto-circuito.

Na figura 3.4 pode observar-se um driver da ponte H, incluindo a aplicação típica, onde se encontra numa forma simples os componentes necessários, de notar

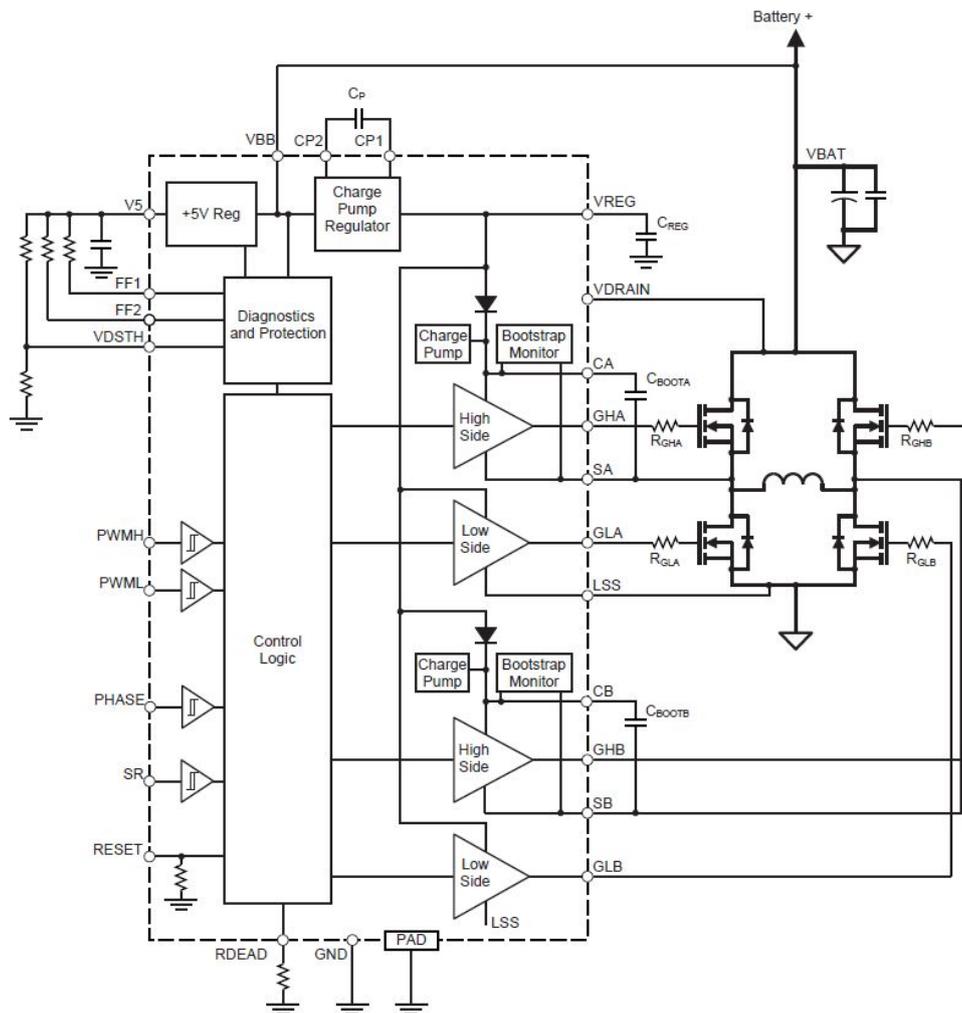


Figura 3.4: Diagrama de blocos do driver A3941 e sua aplicação típica

que não é necessário grande quantidade de componentes.

Este controlador foi projetado para MOSFETs de baixa resistência em estado ON. Ele fornece grandes correntes transitórias necessárias para carregar e descarregar a capacitância da *gate*, a fim de reduzir a dissipação durante a comutação. Essa carga e descarga pode ser controlada com uma resistência na *gate*, como ilustra a figura 3.4. As gates são alimentadas por um regulador interno, que limita a alimentação de comutação. É necessário ter atenção com o valor do condensador do *Charge Pump*, este está entre os pinos CP1 e CP2, como se pode observar na figura 3.4. Este tipicamente é de 470nF e sua voltagem terá de ser superior ou igual ou 16V.

Internamente, integra dois *Charges Pumps* com monitorização para o *high side* da ponte H. É necessário escolher os condensadores ligados aos pinos CA e CB, como ilustra a figura 3.4, estes são os importantes e que tratam de ligar a parte de cima da ponte H.

As resistências usadas nas *gates* têm de estar próximas, sendo usadas para controlar o *slew rate*, proporcionando um controlo de di/dt e dv/dt das saídas SA e SB (figura 3.4).

Os pinos PWMH e PWML são usados para controlar a corrente da ponte de potência, em que o PWMH é usado no *high-side* e o PWML é o usado no *low-side*. O pino PHASE determina o sentido de direcção da alimentação da carga e o pino SR liga e desliga a rectificação síncrona.

As tabelas retiradas do *datasheet* estão ilustradas nas figuras A.1 e A.2 no anexo A, em que se pode verificar todos os modos de operações, em todas as opções dos pinos de controlo.

O pino de RESET é uma entrada activa baixa, que quando accionada, entra em *Sleep Mode*, sendo o consumo de corrente mínimo, como também, limpa as *flags* de falhas.

Os estados de falhas estão ilustrados na figura A.3, anexo A. Para gestão do diagnóstico de falhas, é necessário ter em conta o pino VDSTH, responsável pela medição de tensão VDS dos FETs, ou seja, para detecção de curto circuito de carga e de fonte.

As falhas são sobreaquecimento, típico 165°C, sub-voltagem no VREG, V5 e Bootstrap , falhas contra curtos circuitos na carga e na bateria.

Nas informações de aplicação no *datasheet* do IC, na página treze pode-se verificar mais detalhadamente o funcionamento de controlo por PWM, decaimento rápido e decaimento lento.

Também contém informações sobre a resistência de configuração do tempo para prevenção de *shoot-through*, acaba por ser um tempo de espera entre comutação dum FET da parte de cima e um do mesmo lado da parte de baixo da ponte H.

Os cálculos do condensador de *bootstrap* e dissipação de potência encontram-se na mesma secção.

São necessários condensadores de acoplamento cerâmicos de 100nF, devido a transições de comutação, normalmente o mais perto possível do dispositivo a alimentar.

O *datasheet* indica que este driver foi testado com cargas bastantes elevadas, na ordem dos 150A, nas condições das tensões recomendadas.

3.3 Comando e controlo

Neste sub tópico são abordados os blocos de hardware, que fazem parte do comando e controlo, como a placa principal de controlo *STM32F4Discovery* , isolamento galvânico, sensores de corrente e voltímetro implementado para medição da tensão da bateria, como ilustra a figura 3.5.

3.3.1 Micro-controlador

A placa de controlo é um kit usado para desenvolvimento e é de custo reduzido.

Esta placa de desenvolvimento tem as seguintes características:

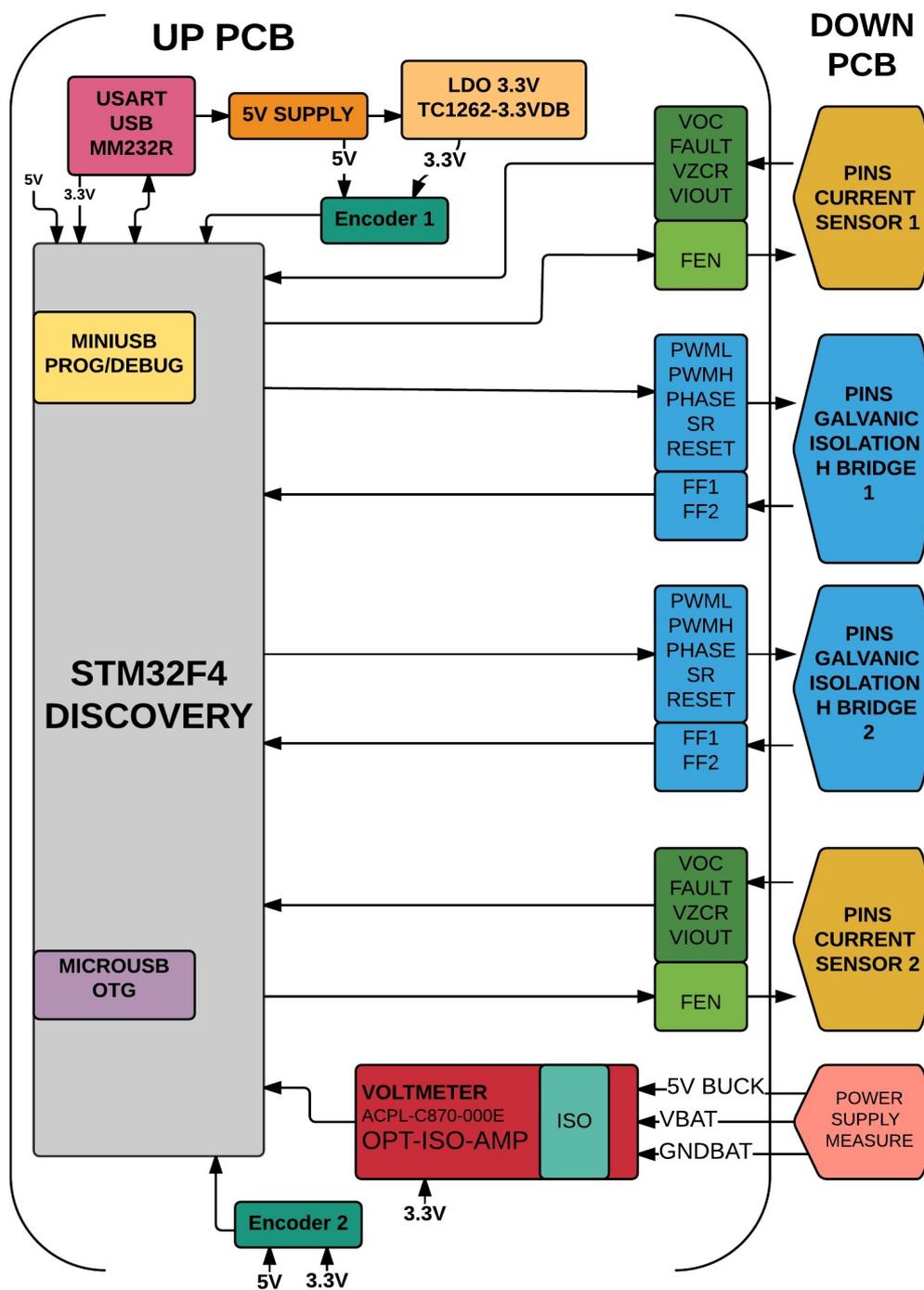


Figura 3.5: Diagrama da arquitectura implementada no hardware de comando e controlo, com identificação dos componentes mais importantes

- Integra um microcontrolador STM32F407VGT6, 32 bits ARM CORTEX-M4;
- Integra um circuito adicional para programação e *debug*;

- Necessidade de apenas 5v de alimentação por USB;
- Adicionais : Acelerómetro de 3 eixos, microfone e DAC;
- Integra LEDs de indicação, um botão de reset e um para o utilizador;
- Integra uma USB OTG.

Existe documentação disponível no site da ST <http://www.st.com/web/catalog/tools/FM116/SC959/SS1532/PF252419>

No âmbito desta dissertação foram usados os pinos indicados na tabela A.4.

3.3.2 Isolamento galvânico

Neste sub tópico é tratada a parte do isolamento galvânico, para este efeito foram usados isoladores ópticos da *Fairchild Semiconductor*, com dois canais, o integrado é o *HCPL2630*, representado na figura 3.6.

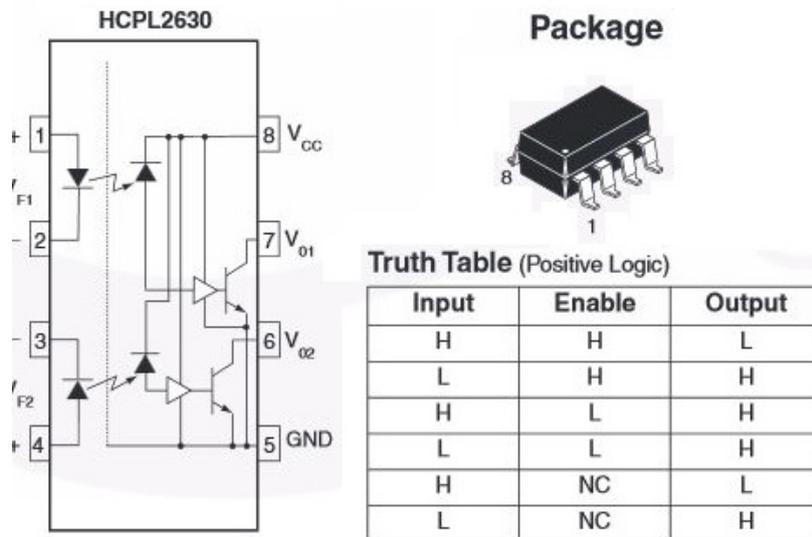


Figura 3.6: Opto-acoplador com dois canais, identificação do *package* e tabela de verdade, fonte adaptada do *datasheet*

Estes são de alta velocidade, têm uma boa tensão de isolamento, na ordem dos 2.5KV. No caso da lógica, como a saída é invertida, ou seja, quando o LED está ligado a saída é zero, sendo a forma de comunicação com o drive invertida. O pino de RESET é uma exceção, que teve de se adicionar um MOSFET tipo N do lado do drive, para quando se liga a alimentação das baterias, o controlador da ponte H ficar em modo *Sleep*, como ilustra a figura 3.7.

Os quatro pinos de PWM tiveram de se adicionar MOSFETs, devido à baixa impedância de entrada do opto-acoplador, como ilustra a figura 3.7, isto devido a mais tarde ser encontrado o problema de deformação do PWM, que vem do STM32F4, quando é submetido a uma carga, este tem de trabalhar em alta impedância de comutação.

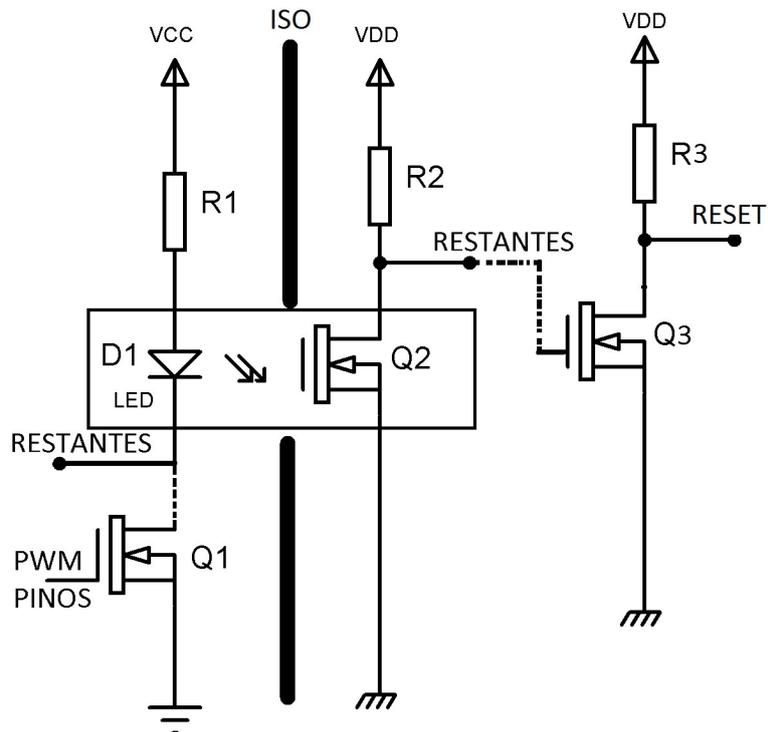


Figura 3.7: Circuito usado na lógica do controlador com o isolamento

3.3.3 Sensores de corrente

Os sensores de corrente utilizados na medição são da *Allegro MicroSystems*, *ACS709*. Este sensor tem várias versões, dependendo da escala de medição e da precisão requerida pela aplicação. Existem quatro versões para várias gamas de corrente, 75A, 37.5A, 24A e 15A.

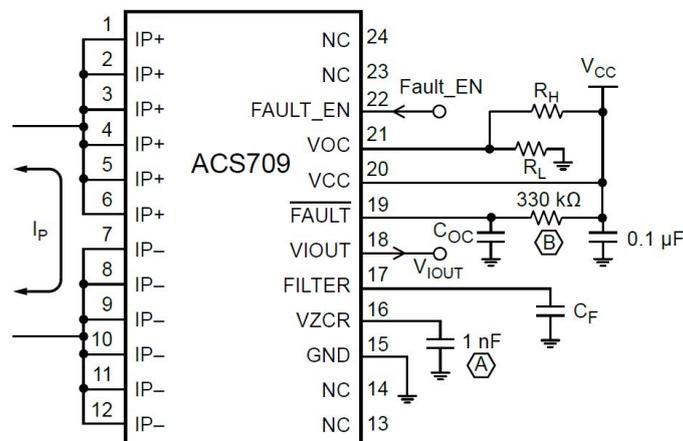


Figura 3.8: Sensor ACS709 e aplicação típica

O ACS709 consiste num sensor linear de efeito de *Hall* altamente preciso.

As características destes sensores são as seguintes:

- Mede um comprimento de banda de 120KHz e tem um filtro ajustável com um condensador;
- Tem um escudo integrado, que reduz o acoplamento capacitivo do condutor de corrente;
- Elevada voltagem de isolamento;
- Baixa resistência do condutor de potência, apenas 1.1mOhms;
- Falha de corrente configurável, num tempo menor que $2\mu S$;
- Funciona com uma tensão de 3 a 5.5V;
- $\pm 2\%$ de erro na saída.

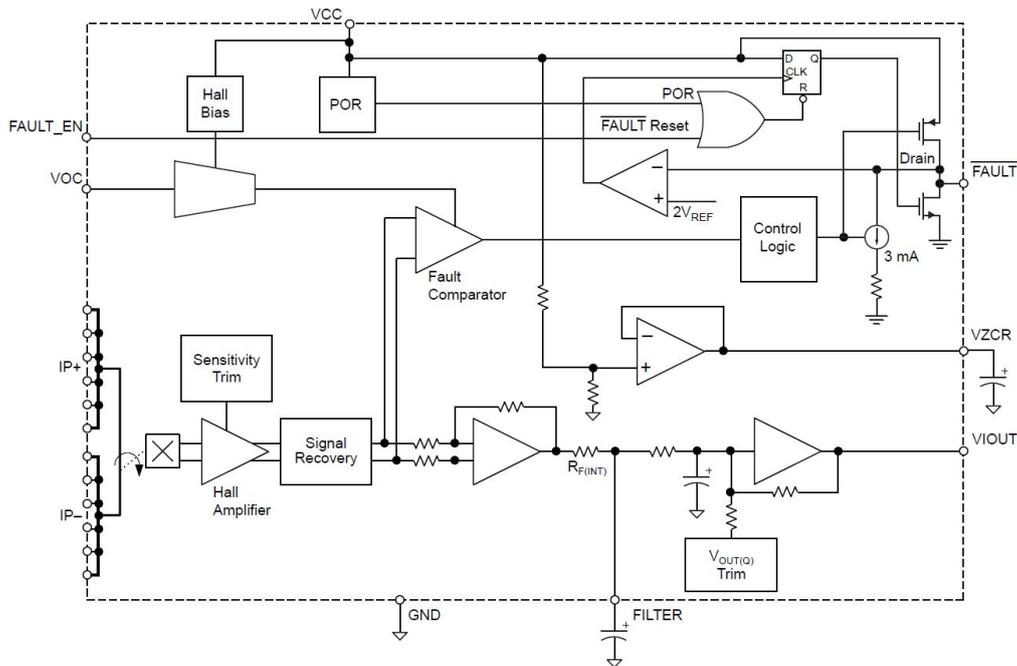


Figura 3.9: Diagrama de blocos do sensor ACS709

Este tem um pino configurável (VOC), uso na detecção de sobre-corrente, este é configurado com resistências R_H e R_L , como ilustra a figura 3.8.

Para este caso de detecção de sobre-corrente é disponibilizada no datasheet uma equação para as versão 10BB e 6BB, para cálculo da tensão $V_{OC} = 1.17 * Sens * I_{OC}$. Abordando um exemplo em que falha tem de ocorrer para uma corrente de 10A ($I_{OC} = 10$) e alimenta-se o sensor a 3.3V (Sens= 90mV/A), então $V_{OC} = 1.17 * 90 * 10 = 1023(mV)$.

O ruído e limite de banda é configurado com o condensador C_F . O tempo para detecção de falha é configurado com o condensador C_{OC} . Integra um pino

para a voltagem de referência (VZCR), esta tensão indica a tensão para o qual a corrente é zero.

3.3.4 Medidor de tensão de bateria

Para a medição de tensão da bateria é usado um amplificador operacional de precisão, isolado opticamente. É da *Avago* e a sua referência é *ACPL-C870-000E*, os pinos são indicados na figura 3.10.

Este amplificador isolado tem as seguintes características:

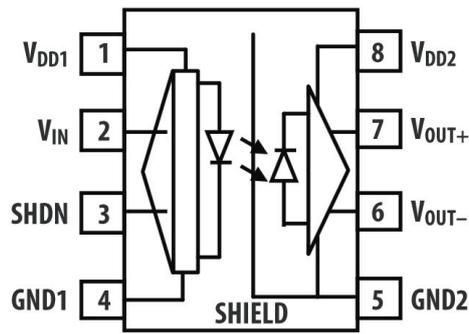
- Ganho unitário 1V/V, +-3% de precisão;
- 1GOhm de impedância de entrada;
- 21uV/°C de variação;
- 0.1% de não linearidade;
- Tensão de alimentação 3V a 5.5V;
- Largura de Banda de 120Khz;
- 0 a 2V de entrada (VIN).

Na figura 3.10 está ilustrado o circuito usado no hardware, contém apenas um divisor resistivo, R2 e R1, em que se tem 47K e 3K3, logo se VIN tem uma escala de entrada de 0 a 2V, este divisor dá para medir uma tensão de 0 a 30,485V de entrada. Este circuito integra um filtro com um condensador de entrada VIN e um diodo BAS70-04 para proteção da entrada. As saídas VOUT+ e VOUT- estão ligadas a duas entradas ADC da placa STM32F4, podendo ser usado em modo diferencial.

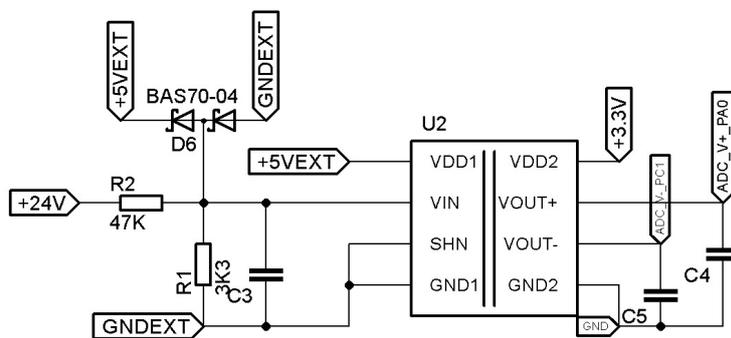
3.3.5 Comunicação USART/USB

É usado o módulo MM232R USB-USART da FTDI Ltd, figura 3.11. Este é um módulo robusto e integra o IC FT232RQ. Poderá ser usado com comunicação síncrona ou assíncrona. Este tem as seguintes características:

- Pode ter velocidades de transferência de dados entre 300 bps a 3Mbps;
- Pode ser usado com protocolos RS422 /RS485;
- *Buffers* de recepção e de transmissão, para elevada taxa de transferência de dados;
- Funciona para vários tipos de tensão 5V/3.3V/2.8V/1.8V;
- USB 2.0.



(a) IC com indicação de pinos e ilustração de funcionamento



(b) Circuito implementado na âmbito da dissertação

Figura 3.10: Indicação dos pinos e esquemático usado em hardware

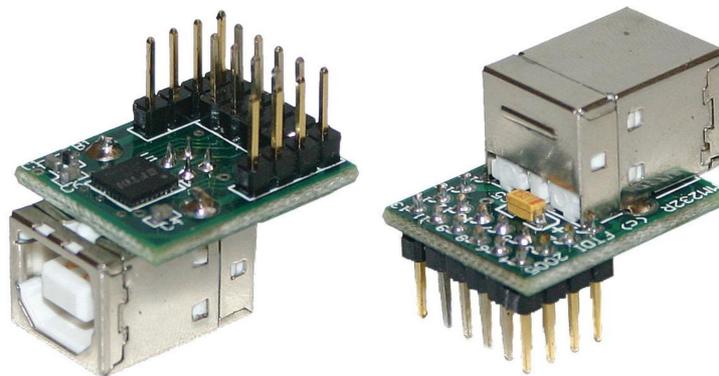


Figura 3.11: Módulo MM232R da FTDI

3.4 Placas de circuito impresso

Neste sub tópico apresentam-se as as placas de circuito impresso, que constituem o *Power Drive*. Apresentam-se ainda todas as medidas a ter em conta no desenho do circuito impresso do controlador, nomeadamente na redução do ruído EMI, de modo a garantir bons desempenhos do hardware.

3.4.1 *Layout* global das PCB's

A PCB de baixo é a unidade de potência, onde se encontram os ligadores para os motores e para a bateria. Esta inclui os módulos de isolamento, pontes H, drives, sensores de corrente, condensadores de filtragem e conversor DC/DC para alimentação interna, ilustrado na figura 3.12.

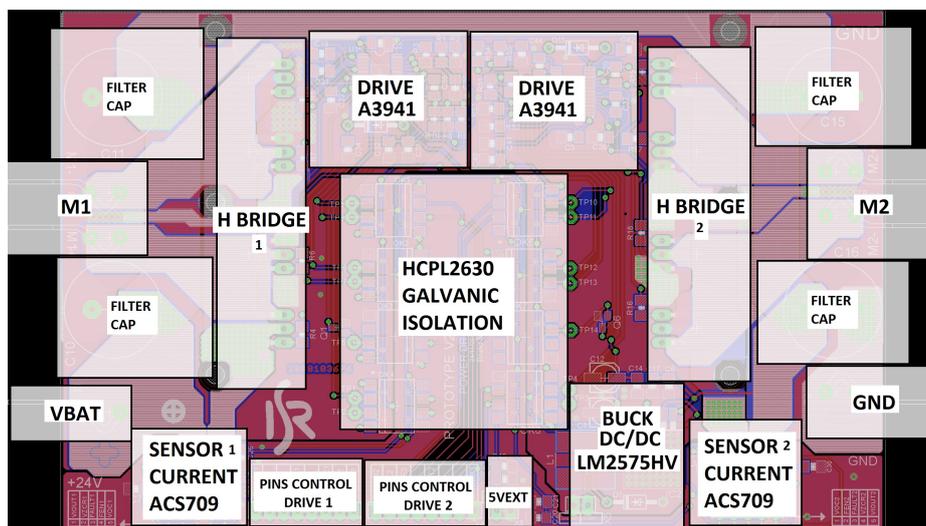


Figura 3.12: Posicionamento dos módulos na PCB de baixo

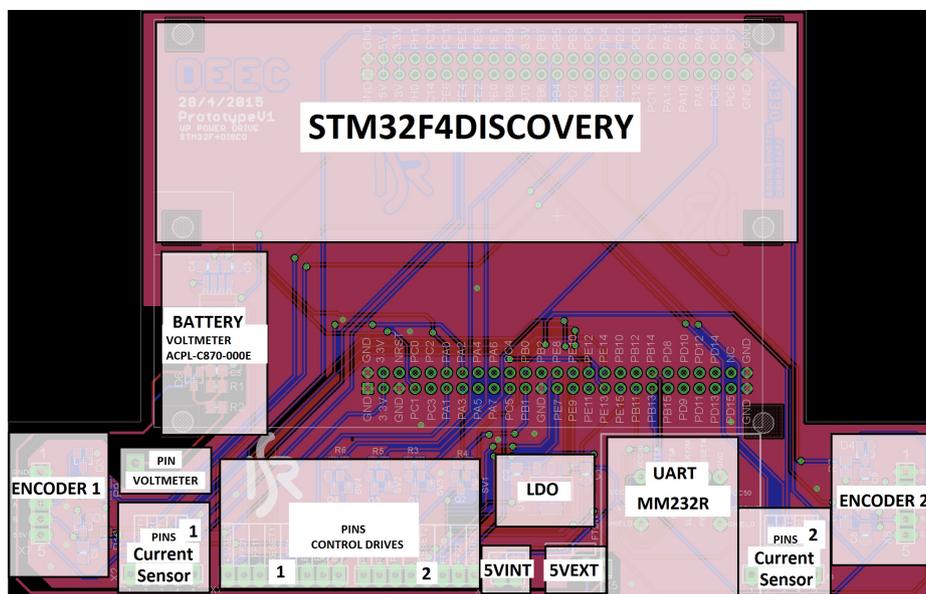


Figura 3.13: Posicionamento dos módulos na PCB de cima

A PCB de cima é a unidade de controlo e medição do sistema. Esta integra os terminais de ligação dos *encoders* e de ligação à PCB de baixo, dos quais os pinos dos controladores e dos sensores de corrente. Os módulos que se encontram nesta PCB são os seguintes, módulo de USART/USB, o voltímetro de

medição de bateria, um regulador de tensão linear e a placa de desenvolvimento *STM32F4DISCOVERY*, ilustrados na figura 3.13;

Nos anexos B, C e D encontram-se, a lista de componentes, os esquemáticos e as placas de circuito impresso, com indicação de componentes.

3.4.2 Considerações: Redução do ruído EMI

As interferências electromagnéticas são processos de transmissão de energia electromagnética entre circuitos eléctricos/electrónicos, susceptíveis de degradarem significativamente o funcionamento do sistema. Este fenómeno é bastante crítico neste género de controladores, devido às elevadas frequências de comutação dos MOSFET's. No caso do hardware de potência teve-se certos cuidados para minimizar este fenómeno e otimizar o seu funcionamento.

As medidas que contribuem para o melhoramento da compatibilidade electromagnética consideradas, foram as seguintes:

- Uso de condensadores de desacoplamento, isto para filtrar o ruído de alta frequência nas alimentações e sinais de comando;
- Dimensionamento de pistas curtas e largas um quanto possível, isto para as pistas sujeitas a correntes mais elevadas;
- Manter o circuito potência afastado do circuito de controlo e uso do isolamento galvânico para alimentações distintas;
- Aproximação dos drivers das *gates* dos MOSFETs, o mais perto possível das ponte H e mais afastado dos sinais de comando;
- Uso de planos de massa e separação de massas ;
- Uso de alimentações distintas, neste caso a alimentação bateria é usada para a potência e a alimentação de USB é usada na alimentação do comando e controlo;
- Não usar pistas com ângulos rectos e ter em atenção ao número de vias nos sinais de alta frequência.

3.4.3 Dimensionamento de pistas

A definição correta da largura e espessura de cada pista, permite melhorar significativamente o funcionamento do sistema e assim minimizar as indutâncias parasitas das mesmas, contribuindo para uma redução do ruído EMI.

Foi usado o manual da IPC, onde são indicadas as normas e processos de desenho de PCB's [46], também foram usados os gráficos e uma calculador online que usa a mesma norma (circuitcalculator.com).

No caso das pistas de potência foram dimensionadas com uma boa largura, de forma a poder ter aproximadamente 25A por canal, é de notar, que o sistema não foi testado com estas correntes.

As pistas de potência não levaram *solder mask* e foram reforçadas com uma camada de estanho. Foi reforçado também o plano de massa com vias, para garantir o bom funcionamento e a passagem de correntes elevadas.

3.5 Sumário

Neste capítulo é abordado o hardware usado no âmbito desta dissertação, onde são ilustrados os vários blocos. São descritos os principais componentes e as suas características mais relevantes, tendo em conta o sistema e o tipo de aplicação. Em suma, de um modo mais abrangente abordou-se o conversor DC/DC (LM2575HV), o drive (A3941) e a ponte H, o microcontrolador e a sua placa de desenvolvimento (STM32F4DISCOVERY), o tipo de isolamento galvânico usado, sensores de corrente, medidor de tensão e o módulo USART/USB. Foi ilustrado o posicionamento de cada módulo na PCB e abordado alguns cuidados a ter como a redução do ruído EMI e dimensionamento de pistas.

Capítulo 4

Arquitectura do sistema - Firmware

Neste capítulo é apresentada a arquitectura do firmware desenvolvido e a forma como foi implementado. Numa primeira fase, é abordada uma visão global do firmware e a arquitectura detalhada, também são abordados os modos de controlo implementados e os comandos existentes para o utilizador.

4.1 Estrutura global

O código implementado para a *STM32F4* foi escrito no *Coccox IDE*, este é livre e aberto para desenvolvimento, usando a linguagem C.

Para a utilização dos periféricos como ADC, USART, PWM e *Interrupts* externos foram adaptadas drives dumais existentes online e de livre acesso.

Na figura 4.1 estão representados, de uma maneira simplista, os principais blocos do firmware de controlo.

Foram feitas estruturas, para melhorar a facilidade e programação de novos modos de controlo, para que se possa utilizar num baixo nível. O código implementado garante um grande número de funcionalidades, para se trabalhar em alto nível. No entanto, poderá ser implementado um código em baixo nível e ser usado em alto nível, adicionando comandos e modos de funcionamento, e também adicionar valores às estruturas, para utilização global.

Poderão ser usadas algumas funcionalidades em hardware que a placa STM32F4 permite, sendo possível encontrar facilmente códigos *open source*.

4.2 Funcionamento geral

Existem vários blocos no firmware implementado, como indica a figura 4.1. De seguida, são abordados os vários blocos, bem como as suas principais funções.

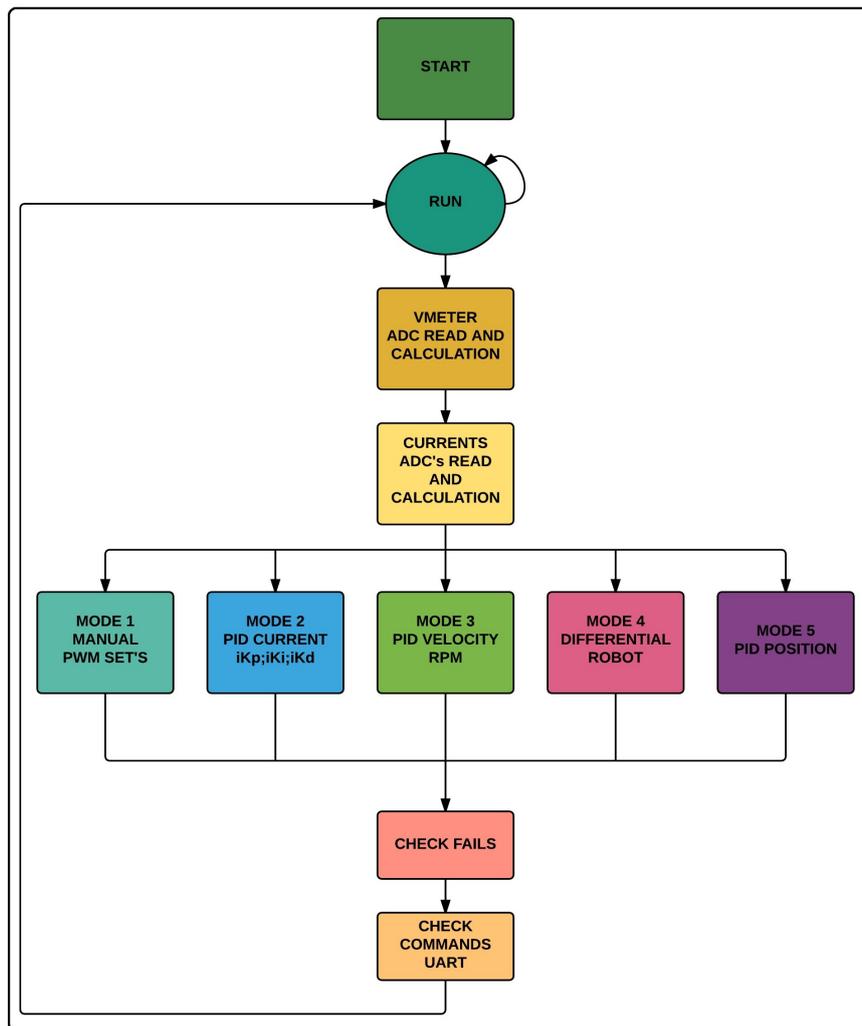


Figura 4.1: Diagrama geral da arquitectura implementada

START este bloco contém a inicialização toda do sistema, são chamadas funções de inicialização de estruturas, USART, pinos de entrada e saída, PWM, LED's, interrupções externas e ADC's.

O bloco **RUN** é usado como condição de funcionamento do sistema, sendo apenas controlado pela estrutura, que faz com que todo o sistema trabalhe ou não. É feito um *reset* às estruturas, na primeira interacção.

VMETER neste bloco são lidas as ADC's e linearizadas as curvas, para um valor aproximado ao valor da tensão da bateria. Foram retirados valores e efectuados cálculos, para obter a equação linear $Voltage = ADCVALUE * 0.0238 - 37.814$. Este bloco trabalha com um tempo de 200ms, contém uma verificação duma *flag* que pode ser usada, se for activada, o sistema terá de receber um comando antes do *timeout* de 200ms. Neste Bloco é usado o LED verde para visualização do

utilizador.

No bloco **CURRENTS** são lidas as 4 ADC's e calculadas as correntes, usando as especificações do datasheet dos sensores de corrente. No código implementado foi usado para cálculo, o valor de 90mv/1A, sendo que as ADC's têm uma resolução de 12bits. Também estão implementados cálculos de média, em que são definidos a zero, quando são lidos.

O programa está dividido em cinco modos de funcionamento:

MODO 1 este bloco funciona com um tempo configurado com o comando !TPIDV, por default está a 5ms, em que apenas poderem ser definidos os *duty cycles* dos PWM's e usadas as funções de leitura de variáveis, como corrente, velocidade e valor dos pulsos do *encoder*. Esta pode ser usada em aplicações, em que o utilizador queira fazer controlo externo, tendo assim alguma facilidade na implementação.

O **MODO 2** implementa um PID, para controlo de corrente para cada motor, terão de ser ajustadas as constantes *ikp*, *iki* e *ikd* para cada motor. Este modo também implementa um PID do tipo abaixo indicado, trabalhando a 10ms por *default*, mas pode ser alterado com o comando !TPIDI.

```
float PIDcontroller(float* error,float Ts,float ki, float kp,
    float kd)
{
    float out=0;
    float error_der;

    error [1]+=error [0]*Ts;
    error_der=(error [0]-error [2])/Ts;
    out=(kp*error [0])+(ki*error [1])+(kd*error_der);
    error [2]=error [0];
    return out;
}
```

O **MODO 3** implementa um PID para controlo de velocidade em RPM para cada motor, têm de ser ajustadas as constantes *skp*, *ski* e *skd* para o controlo de cada motor. O algoritmo do PID é o mesmo implementado no controlo de corrente.

O **MODO 4** Este modo é o modo que implementa o cálculo de velocidades para cada um dos motores usando a cinemática diferencial. Este trabalha com o pid de velocidade, com um loop de 5ms por *default*, mas configurável com o comando !TPIDV e controlo de corrente, com um tempo de 10ms por *default* e configurável com o comando !TPIDI. As velocidades dadas por utilizador são a velocidade linear e a velocidade angular. Este modo implementa o algoritmo de cálculo, que diz respeito à cinemática do robô diferencial.

O **MODO 5** Este modo é o modo que implementa o cálculo de posição em graus, usando a malha de velocidade.Terão de ser ajustadas as constantes *pkp*,

pki e pkd para o controlo de cada motor e as constantes da malha de controlo de velocidade também terão de ser ajustadas.

Nos fim dos modos, são atualizados os PWM's dos quatro canais, lidos os pinos de falhas do drive das pontes H e actualizados nas estruturas. Também são actualizados os portos de *reset* e de direção de cada *drive*. É necessário verificar, se existe uma mudança de estado, pois esta faz com que o *RUN* deixe de funcionar, iniciando as estruturas novamente, isto acontece, quando existem comandos de paragem ou mudança de modos, para que tudo funcione devidamente.

São verificadas mensagens USART, em que esta tem um interrupção ligada ao canal de recepção, estes comandos serão começados por "?" ou "!", ou seja, são feitas perguntas (*Requests*) ou mudanças nas variáveis internas (*Sets*), ou seja mudanças de definições. No anexo E, estão indicados todos os comandos implementados, os "!E.1 e "?E.2.

4.3 Sumário

Neste capítulo foi abordado a estrutura global do código implementado. Incluindo um diagrama, que permite indicar o funcionamento do sistema, foram abordados todos os blocos com uma descrição mais breve. Foram apresentados os comandos de "SET" e de "GET" que estão apresentados no anexo E.

Capítulo 5

Testes e resultados

Neste capítulo são abordados testes de hardware e firmware, com o objectivo de validação do trabalho realizado. No que diz respeito ao hardware, foram realizados testes aos sensores de corrente, com cargas resistivas. Também foram realizados testes aos *encoders*, para validação da sua leitura em hardware, testaram-se os pinos de controlo do drive, igualmente para validação das suas funcionalidades. Por fim, foi realizado um teste de validação, à protecção de curto circuito de fonte e da carga.

5.1 Testes e validação - Hardware

5.1.1 Sensores de corrente

Os testes efectuados aos sensores de corrente foram feitos com o PWM a 100%, a carga usada foi uma carga resistiva e variando essa carga, foram retirados alguns valores de correntes. Foi usado um voltímetro da *Fluke*, para validação destes resultados.

O teste foi feito com uma bateria carregada, a sua referência é *Yuasa* de 12V 7.5Ah, sendo o valor de tensão medido com o voltímetro de 12.552V, sem carga. No canal A do osciloscópio, foi medido a tensão VZCR e VIOUT, tendo-se verificado que as tensões médias de *stand-by* são VZCR 1.638V e VIOUT 1.644. A figura 5.1 ilustra os sinais das tensões VZCR e VIOUT, e a figura 5.2 representa o $ERRO=(VZCR-VIOUT)$ entre essas tensões, em que a sua média é de -0.008V.

Se a sensibilidade do sensor de corrente é 90mV/1A, e a diferença de 1mV entre VZCR e VIOUT, então a corrente é de 0.011A.

Teste com o sensor 1 (Pinos A2 e A1) - foi usada uma carga com o valor 30.60Ohms. O consumo de corrente na carga, foi medido com o multímetro, dando o valor de 0.397A.

Os valores de tensão média foram de CHA 1.637V e CHB 1.606V. Calculou-se a corrente, tendo em conta a sensibilidade de 0.09V/A aproximadamente, dando

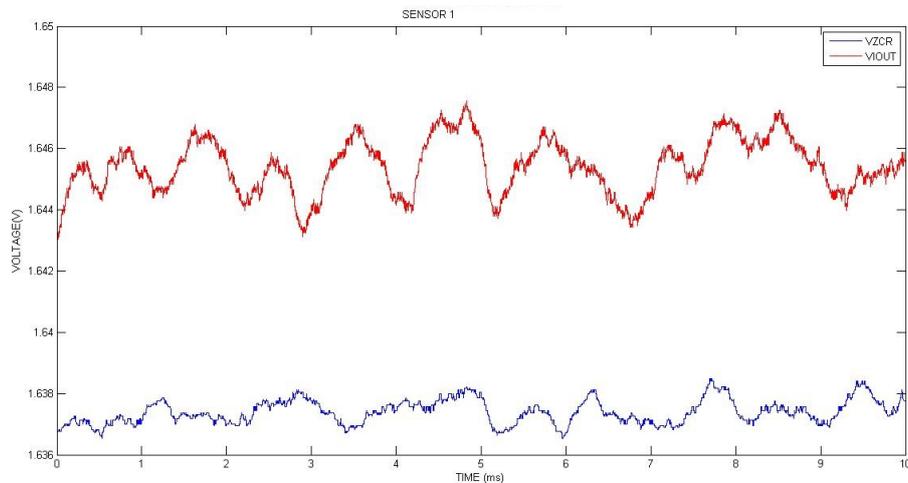


Figura 5.1: Gráfico das tensões VZCR e VIOUT do sensor de corrente 1, quando não está sujeito a carga

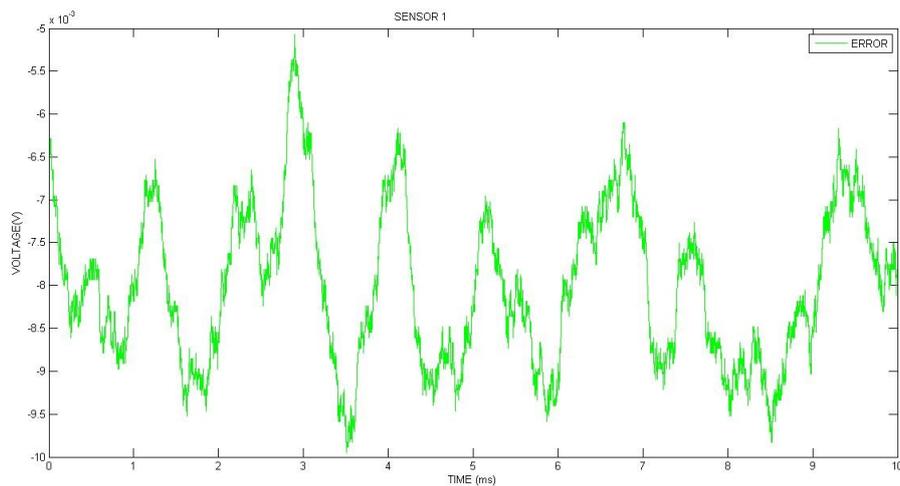


Figura 5.2: Gráfico de erro $VZCR - VIOUT = ERROR$ em Volts

um valor de 0.366A.

Teste com o sensor 1 (Pinos A2 e A1) - foi usada uma carga, com o valor 10.13Ohms. A tensão da bateria com a carga é de 12.33V. O consumo de corrente na carga, foi medido com o multímetro, dando um valor de 1.144A. Os valores de tensão média foram de CHA 1.638V e CHB 1.543V. Calculou-se a corrente, tendo em conta a sensibilidade de 0.09V/A aproximadamente, dando um valor de 1.055A.

Teste com o sensor 1 - foi usada uma carga, com o valor 5.08Ohms. O consumo de corrente na carga, foi medido com o multímetro, dando um valor de

2.150A.

Os valores de tensão média foram de CHA 1.638V e CHB 1.448V. Calculou-se a corrente, tendo em conta a sensibilidade de 0.09V/A aproximadamente, dando um valor de 2.111A.

Teste com o sensor 1 - foi usada uma carga, com o valor 3.48Ohms. O consumo de corrente na carga, foi medido com o multímetro, dando um valor de 2.996.

Os valores de tensão média foram de CHA 1.645V e CHB 1.38V. Calculou-se a corrente, tendo em conta a sensibilidade de 0.09V/A aproximadamente, dando um valor de 2.944A.

Realizando-se o mesmo teste com o sensor 1, acima referido, para o sensor 2, os resultados assemelham-se, no entanto, os cálculos da corrente foram realizados de maneira diferente $V_{IOUT}-V_{ZCR}$. O sensor 2, quando se encontra sem carga, tem uma tensão de *stand-by* de V_{ZCR} 1.634V e V_{IOUT} 1.633V.

Teste com o sensor 2 (Pinos B0 e A3) - foi usada uma carga, com o valor 30.60Ohms. O consumo de corrente na carga, foi medido com o multímetro, dando o valor de 0.397A.

Os valores de tensão média foram de CHA 1.639V e CHB 1.671V. Calculou-se a corrente, tendo em conta a sensibilidade de 0.09V/A aproximadamente, dando um valor de 0.391A.

As figuras 5.3 e 5.4 ilustram os de tensões V_{ZCR} e V_{IOUT} e o $ERRO=(V_{IOUT}-V_{ZCR})$, sendo a média do erro, em V, de 0.059mV.

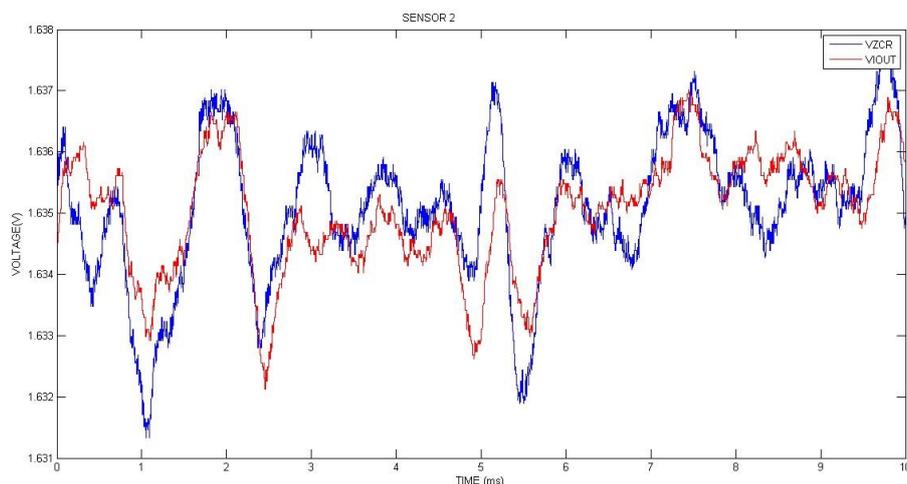


Figura 5.3: Gráfico das tensões V_{ZCR} e V_{IOUT} do sensor de corrente 2, quando não está sujeito a carga

Teste com o sensor 2 (Pinos B0 e A3) - foi usada uma carga, com o valor 10.13Ohms. O consumo de corrente na carga, foi medido com o multímetro,

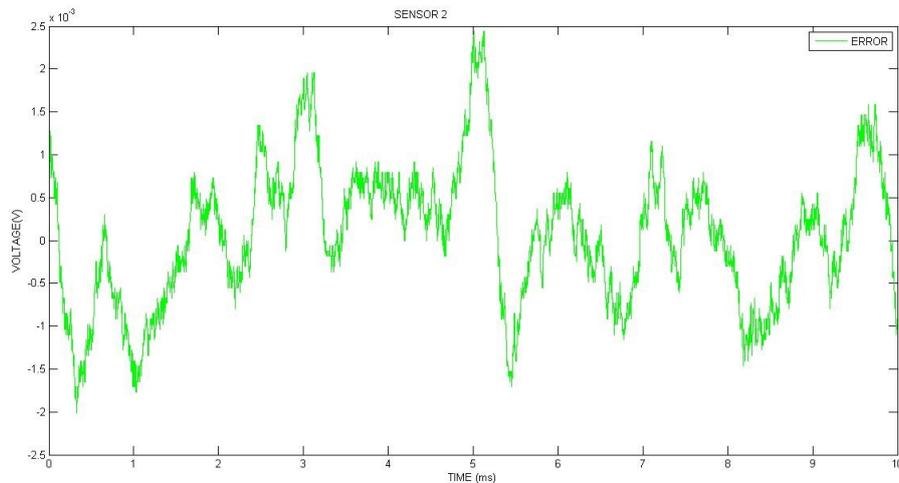


Figura 5.4: Gráfico de erro $V_{IOUT} - V_{ZCR} = \text{ERROR}$ em Volts

dando o valor de 1.144A.

Os valores de tensão média foram de CHA 1.635V e CHB 1.738V. Calculou-se a corrente, tendo em conta a sensibilidade de 0.09V/A aproximadamente, dando um valor de 1.144A.

Teste com o sensor 2 (Pinos B0 e A3) - foi usada uma carga com o valor 5.08Ohms. O consumo de corrente na carga, foi medido com o multímetro, dando o valor de 2.145A.

Os valores de tensão média foram de CHA 1.64V e CHB 1.833V. Calculou-se a corrente, tendo em conta a sensibilidade de 0.09V/A aproximadamente, dando um valor de 2.144A.

Teste com o sensor 2 (Pinos B0 e A3) - foi usada uma carga, com o valor 3.48Ohms. O consumo de corrente na carga, foi medido com o multímetro, dando o valor de 3.054A.

Os valores de tensão média foram de CHA 1.639V e CHB 1.911V. Calculou-se a corrente, tendo em conta a sensibilidade de 0.09V/A aproximadamente, dando um valor de 3.022A.

Existem algumas diferenças, entre os resultados de um sensor e de outro, talvez por estarem a trabalhar de maneira diferente.

Como já foi referido, os sensores são bidirecionais, sendo que no sensor 1, o VIOUT está a trabalhar abaixo do VZCR e no sensor 2, o VIOUT está a trabalhar acima do VZCR.

Pode haver alguns pormenores de soldadura ou alguma diferença na filtragem, devido à percentagem de precisão dos condensadores.

Em suma, os sensores de corrente funcionam devidamente e têm um erro rela-

tivamente baixo, ou seja, neste tipo de aplicações não existe grande influência com este erro.

5.1.2 Encoders

Para a validação da leitura de *encoders*, foi realizado um teste aos dois canais, relativamente ao motor 1 e 2.

Foi usado o osciloscópio para leitura do canal A e B do *encoder*. Foram retirados os valores dos *encoders* da *STM32*, em *samples* de 100mS.

Para este teste foi usado um motor, com um *encoder* com 100 pulsos por volta e um *duty cycle* de 50%.

Foi realizado um teste, numa direcção e outro com a mudança de direcção, isto para cada canal, usando os comandos !FWD e !BWD.

Obtiveram-se os seguintes resultados:

- Com o encoder do canal 1, a frequência no osciloscópio era de 2294Hz e os pulsos contados na STM32F4 eram de -2280 pulsos por segundo, isto no modo de direcção !FWD. Invertendo a direcção, resultou numa frequência de 2420Hz no osciloscópio e de 2380 pulsos por segundo, no STM32F4.
- Com o encoder do canal 2, a frequência no osciloscópio era de 2320Hz e os pulsos contados na STM32F4 eram de -2300 pulsos por segundo, isto no modo de direcção !FWD. Invertendo a direcção, resultou numa frequência de 2290Hz no osciloscópio, e de 2380 pulsos por segundo, no STM32F4.

Existe um erro, devido às leituras de pulsos serem lidas de 100ms em 100ms, e posteriormente serem multiplicados por 10. A leitura de *encoders* funciona devidamente. Se necessário, poderão ser adicionados condensadores e protecções com díodos invertidos, nas entradas dos canais A e B, pois encontram-se espaços na PCB para esse efeito.

5.1.3 Controlador de ponte H

Ao drive, foram efectuados testes de funcionamento do sistema implementado em firmware.

O sistema implementado na comutação da ponte foi o de decaimento rápido e lento, sendo que para isto, foi necessário utilizar os comandos !SR e !DY.

Estes métodos de comutação mantiveram-se a funcionar devidamente, sendo a frequência do PWM de 20KHz.

Num dos testes feitos, foi usando o pino *RESET* dos dois drives, em que se obteram os valores de corrente em *stand-by* e em funcionamento sem carga. A valor de tensão de alimentação foi de 24V, a corrente em *stand-by* foi de 40mA aproximadamente, isto com o *RESET* a 1.

Com o valor do *RESET* a 0, ou seja, sem estar em *stand-by*, obteve-se um valor

de corrente, na ordem dos 60 mA.

O consumo em *stand-by* ou em funcionamento não tem grande diferença, embora melhore no consumo. O pino *RESET* poderá ser usado para retirar as *flags* de falhas.

5.1.4 Curto circuito de carga e de fonte

O drive da ponte tem um sistema de diagnóstico de falhas, para protecção de todo este. Efectuou-se um teste de curto circuito de fonte e outro teste de curto circuito de carga. O drive para estes casos, faz com que a comutação seja desactivada, podendo-se utilizar o comando !RES para restauração do sistema.

Para o teste de curto circuito de fonte foi usada uma fonte comutada de bancada, com o valor de tensão de 24V, seguindo-se uma limitação da corrente de saída da fonte.

Foram ligados os dois motores Maxon e testados os dois canais separadamente. Utilizando uma variação dum duty cycle elevado, por exemplo, ao passar de 20% para 90%, faz com que o motor consuma um pico de corrente mais elevado e então essa necessidade, faz com que a fonte entre em curto circuito, porque se encontra limitada, e então os terminais de falhas são activados, e o sistema deixa de fazer comutação.

Para o teste de curto circuito na carga foram utilizados os motores em funcionamento, definindo um *duty cycle* e usando um fio, foi criado um curto circuito na carga.

Este sistema funcionou devidamente e com uma resposta rápida, a estes tipos de protecções.

5.2 Testes e validação - Firmware

5.2.1 Comandos

Foi usado um terminal *open source* chamado *Termie*, muito simples e aconselhável, que pode ser utilizado como plataforma de teste, de todo o sistema. As configurações do terminal são as seguintes, *COMX: 115200bps, 8N1, no handshake*.

Este teste é apenas de validação ao sistema de comandos implementado. Estes comandos podem ser utilizados com maiúsculas ou minúsculas, sendo que o sistema faz essa distinção. Poderão ser observados todos os valores do sistema, quando inicializado, utilizando o comando *?SCONF*, assim como ilustra a figura 5.5.

```

?sconf
SETTINGS:<LF>
Run: -1<LF>
Mode: 1<LF>
Linear Speed: 0000.0000Angular Speed: 0000.0000<LF>
TimeOut: 0<LF>
[Current PID Motor 1] Kp: 00050.00000 Ki: 00000.30000 Kd: 00000.00100<LF>
[Current PID Motor 2] Kp: 00050.00000 Ki: 00000.30000 Kd: 00000.00100<LF>
[Speed PID Motor 1] Kp: 00000.09000 Ki: 00000.00010 Kd: 00000.00001<LF>
[Speed PID Motor 2] Kp: 00000.09000 Ki: 00000.00010 Kd: 00000.00001<LF>
[Position PID Motor 1] Kp: 00000.50000 Ki: 00000.00000 Kd: 00000.00000<LF>
[Position PID Motor 2] Kp: 00000.50000 Ki: 00000.00000 Kd: 00000.00000<LF>
[Duty cycle 1] DC: 000 Max: 100 Min: 000<LF>
[Duty cycle 2] DC: 000 Max: 100 Min: 000<LF>
[Current Reference] 1: 0000.0000 2: 0000.0000<LF>
[Speed Reference] 1: 0000.0000 2: 0000.0000<LF>
[Position Reference] 1: 0000.0000 2: 0000.0000<LF>
[GearRatio] 1: 0001.0000 2: 0001.0000<LF>
[MAXP] 1: 0050.0000 2: 0050.0000<LF>
[MAXV] 1: 3500.0000 2: 3500.0000<LF>
[MAXC] 1: 0010.0000 2: 0010.0000<LF>
[PPR] 1: 0100.0000 2: 0100.0000<LF>
[RESET] 1: 1 2: 1<LF>
[SR] 1: 1 2: 1<LF>
[DY] 1: 0 2: 0<LF>
[FF1] 1: 1 2: 1<LF>
[FF2] 1: 1 2: 1<LF>
[FP] 1: 0 2: 0<LF>
[TPIDC]: 0010<LF>
[TPIDV]: 0005<LF>
[Direction] 1: Forward 2: Forward<LF>

```

Figura 5.5: Resposta ao comando ?SCONF

Inicialmente, o sistema terá de ser configurado, dependo do tipo de aplicação em que este seja usado, ou seja, escolhendo o modo de funcionamento e usando o comando !RES 0, para retirar os drives do modo *reset*. Quando se quer iniciar o sistema, basta utilizar o comando !RUN.

Para teste de funcionamento, poderá ser utilizado o modo 1 (*default*) e definindo os valores do *duty cycle* de cada canal ou mesmo do conjunto, assim se obtém o *feedback* de corrente ou mesmo RPM de cada motor, este acaba por ser um modo *debug* do sistema, assim como se observa na figura 5.6. Na figura 5.6, coluna dois, ilustra também um dos modos implementado, o modo de PID de posição com malha de de velocidade.

<pre>!res 0 !mode 1 !run 0 !dc 1 20 ?rpm 1 522.0000<LF> ?cur 1 0.0742<LF></pre>	<pre>!mode 5 !res 0 !run 0 !pref 3600 !pref 360 ?pos 1 0359.9997<LF></pre>
---	--

Figura 5.6: Modo 1 e Modo 5, exemplos de testes

Os comandos funcionam devidamente e são curtos, para não influenciar o sistema à excepção do !SCONF. Quando se trabalha em modos de controlo, não se pode utilizar o comando !SCONF, porque existe uma grande quantidade de dados a ser enviados e o sistema poderá ter uma breve paragem, nesse momento. Resumindo, o sistema de comandos é bastante versátil, até na implementação futura de novos comandos.

5.2.2 PID Corrente

Foi utilizado um motor sem caixa redutora acoplado com um encoder de 100 pulsos por volta. Foram realizados testes simples, no que diz respeito ao controlo de corrente, para validação do firmware implementado para este caso.

Foram seleccionadas as constantes (*!iki*, *!ikp* e *!ikd*) e uma corrente de referência (*!iref*), neste exemplo foram observados os seguintes valores, recorrendo ao método experimental, $ikp=50$, $iki=0.95$ e $ikd=0.03$, sendo que o valor da corrente referência foi de $iref = 782\text{mA}$. É de notar que, o tempo de controlo foi de 10ms e a saída da malha de controlo PID foi dada em PWM de 0 a 100%.

De seguida, foram analisados os resultados de corrente e erro, usando um GUI Labview para este efeito, foi usado um GUI semelhante ao do anexo G. Foi retirado o gráfico de corrente, como se verifica na figura 5.7, este é o gráfico da comparação da corrente de referência, com a corrente actual.

Foram verificadas várias referências de corrente e diversos valores para as constantes. O funcionamento da malha de controlo foi validado e o sistema tem uma boa resposta de controlo, para tempos baixos. Na leitura de correntes, foi efetuada uma média como filtro, que poderá ser aplicado futuramente com um filtro mais específico, como por exemplo, um filtro de Kalman.

5.2.3 PID Velocidade

Para validação do firmware implementado neste sistema, no que diz respeito ao controlo PID de velocidade, foram realizados testes idênticos aos que foram feitos no controlo de corrente, usando a aplicação do anexo G. Neste caso, as

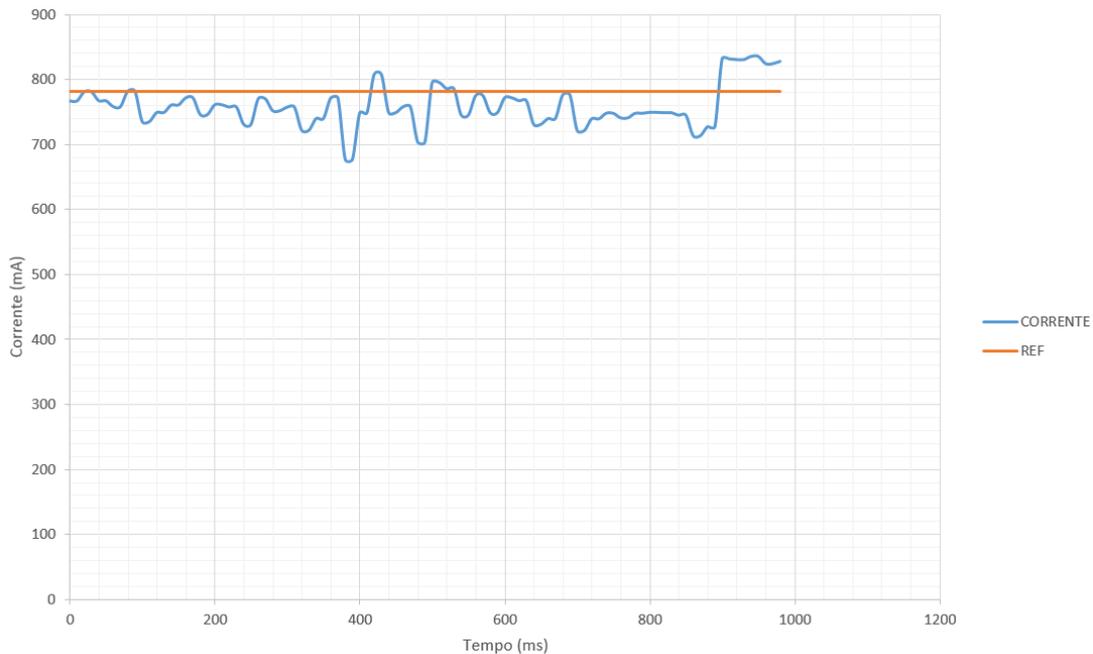


Figura 5.7: Gráfico com a corrente de referência e a corrente actual em [mA], o tempo é em [ms]

constantes de controlo também foram escolhidas experimentalmente, para validação do controlo implementado, foram escolhidos os seguintes valores, $skp=0.025$, $ski=0.00037$ e $skd=0.00010$, o valor da velocidade de referência foi de 1356 RPM. O tempo de malha é de 100ms para este caso, no entanto, este pode ser escolhido pelo utilizador.

É de referir, que o sistema tem dois métodos de leitura de velocidade, que podem ser lidos em simultâneo, porque trabalham ao mesmo tempo, no entanto, na malha de controlo só um poderá ser usado.

Foi realizado um GUI para a aprovação do PID de velocidade, devido à facilidade de ajuste das constantes. Foram retirados gráficos de corrente, RPM actual, velocidade de referência e de erro.

Na figura 5.8, encontra-se o gráfico que relaciona as duas velocidades em [RPM]. A figura 5.9 representa a corrente em [mA], nesse instante.

Para este teste, foram usadas várias constantes na malha de controlo e vários tempos, para efeito de teste e validação do firmware implementado.

5.2.4 PID Posição com malha de velocidade

Foram realizados testes de validação para este tipo de controlo, foram usadas várias constantes na malha de controlo e vários tempos, para efeito de teste e validação do firmware implementado. Neste caso terá de ser definido as contantes para o PID de velocidade e para o PID de posição. Este sistema funciona com

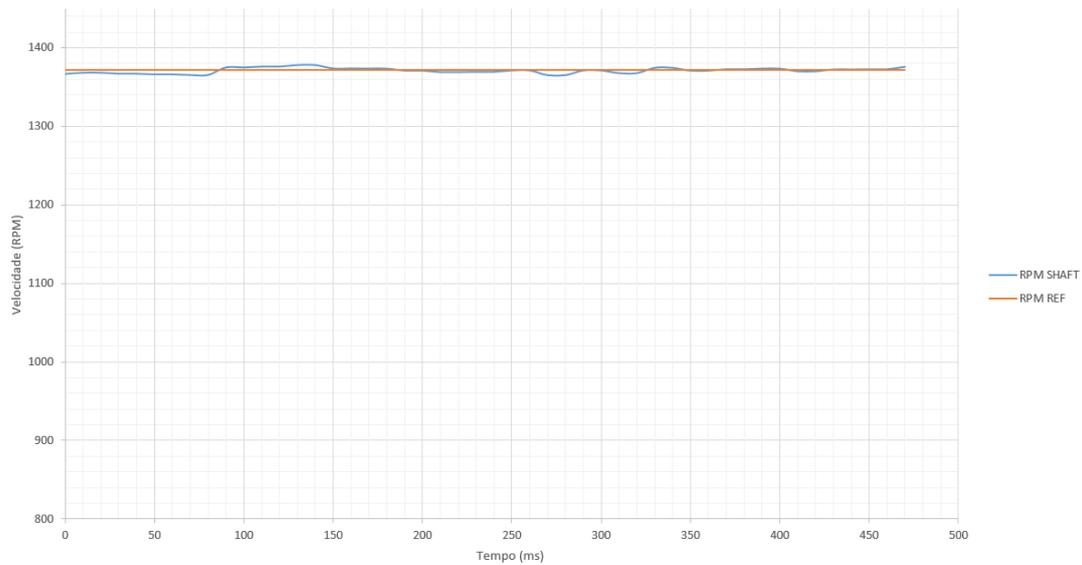


Figura 5.8: Gráfico com as duas velocidades, a de referência e a actual, em [RPM], o tempo é em [ms]

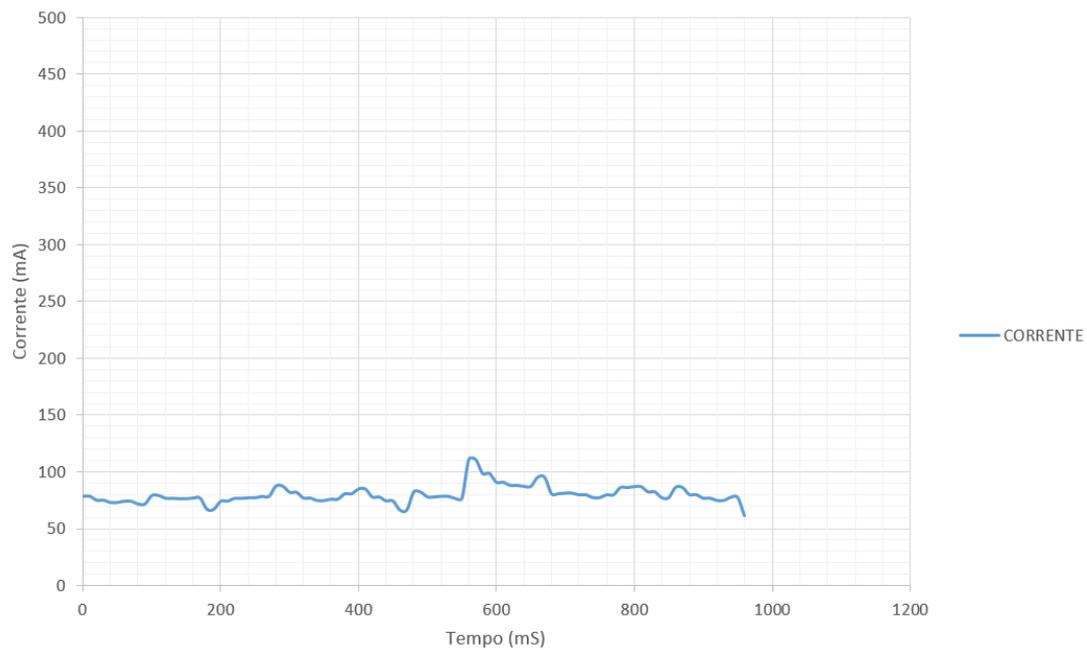


Figura 5.9: Gráfico com a corrente nesse instante, em [mA], o tempo é em [ms]

os comandos listados no anexo E.

5.2.5 Robô diferencial

No caso do robô diferencial, em que este, utiliza apenas as equações de cinemática para gerar as velocidades para cada motor, sendo apenas exigidas as velocidades linear e angular e os parâmetros de configuração. Neste controlo é utilizado o

PID de controlo de velocidade, usando como referência as velocidades em RPM, fornecidas pelas equações de cinemática.

5.3 Sumário

Neste capítulo foi realizados testes, para efeito de validação de hardware e de firmware.

Inicialmente, foram elaborados testes aos sensores de corrente utilizados, estes possuem algumas variações na leitura, no entanto calibrando a leitura no firmware consegue-se contornar este erro. Foram aprovadas as leituras dos encoders, comparando com as leituras do osciloscópio.

Efectuaram-se testes aos drives da ponte H e foram descritos determinados pormenores a ter em atenção.

Realizaram-se testes de curto circuito de carga e de fonte, com o efeito de validação do sistema de protecção.

No que diz respeito ao firmware usado, foram testados todos os comandos, realizados testes de controlo de corrente e de controlo de velocidade, foi descrito o sistema de controlo usando a cinemática do robô diferencial, das velocidades para cada motor, sendo que este implementa o PID de velocidade para cada motor.

Capítulo 6

Conclusões e trabalho Futuro

Nesta dissertação foi proposta a implementação dum sistema de controlo de motores BDC, este por sua vez, é um conjunto de hardware e firmware.

No que diz respeito ao hardware, foi necessário implementar vários tipos de circuitos dos quais, drive e ponte H, isolamento galvânico, conversor DC/DC, sensores de corrente, medidor de tensão de bateria, módulo USART e por fim, estudo de hardware STM32F4DISCO. Em relação ao dimensionamento das PCB's, teve de se ter em consideração, alguns aspectos como posicionamento dos componentes e dimensionamento das pistas.

Foi desenvolvido um firmware simples e o mais flexível possível, que em conjunto com o hardware desenvolvido proporciona o controlo total do sistema, ou seja, como o controlo dos drives, diagnósticos de falhas, leituras de encoders e de correntes, e comunicação USART via USB. O firmware implementa alguns tipos de controlo, como por exemplo, PID de corrente e de velocidade. Este implementa um sistema de comandos flexível, em que poderá ser utilizado para realizar controlo externo, ou mesmo, verificação de variáveis internas. Facilmente se altera o código com implementações de novos algoritmos, caso necessário.

Foram realizados testes ao hardware e ao firmware, com o objectivo de validação do sistema. De um modo geral, o sistema implementado correspondeu às expectativas, em que os testes de hardware e de firmware validaram o sistema, este mostrou-se bastante funcional e robusto.

Por fim, apresentam-se as seguintes propostas para trabalho futuro:

- Em relação ao hardware, existe a necessidade de diminuição física, ou seja, usando os mesmos circuitos projectados e os circuitos dos módulos adicionais tentar reduzir ao máximo, com o objectivo de minimizar o custo do sistema.
- Em relação ao firmware, poderão ser testados novos algoritmos de controlo e filtros, no caso de aplicações específicas, adicionar ao código já existente, de modo a complementar o firmware.

Bibliografia

- [1] P. Yedamale, *Brushless DC (BLDC) Motor Fundamentals*. Microchip Technology Inc, 2003. <http://electrathonoftampabay.org/www/Documents/Motors/Brushless%20DC%20%28BLDC%29%20Motor%20Fundamentals.pdf#G1.1037352>.
- [2] A. Electricity and Electronics, *Dc Motor Field Winding Designs*. Automotive Electricity and Electronics. <http://autosystempro.com/dc-motor-field-winding-designs/>.
- [3] R. Condit, *Brushed DC Motor Fundamentals, AN905*. Microchip Technology Inc, 2010. <http://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/00905B.pdf>.
- [4] M. Bosio, *Solid Statments*. Crydom, Jan 2013. http://www.digikey.com/Web%20Export/Supplier%20Content/Crydom_172/PDF/crydom-solid-statements-dc-motor-reversing.pdf?redirected=1.
- [5] C. Hill, *An Introduction to Low Voltage DC Motors, AN10293-1*. Philips Semiconductors, 03 2004. <ftp://ftp.elet.polimi.it/users/Massimo.Ghioni/Power%20Electronics%20/Motor%20control/DC/DC%20-%20motors.pdf>.
- [6] Maxim's, *Control and Automation Solutions Guide*. Maxim Integrated Products, Inc. <http://www.mouser.com/pdfdocs/motorcontrolsolutionsguidebook.pdf>.
- [7] B. W. Gunther Gridling, *Introduction to Microcontrollers*. Vienna University of Technology, Institute of Computer Engineering, Feb 2007. <http://www.gbv.de/dms/ilmeneau/toc/632584122.PDF>.
- [8] T. Instruments, *Digital Isolator Design Guide:Developer's Guide*. Texas Instruments Incorporated, Jan 2009. <http://www.ti.com/lit/an/s11a284a/s11a284a.pdf>.
- [9] STMicroelectronics, *L5986 :2.5 A step-down switching regulator*, Mai 2014. <http://www.st.com/web/en/resource/technical/document/datasheet/CD00208453.pdf>.

- [10] J. Lepkowski, *Motor Control Sensor Feedback Circuits, AN894*. Microchip Technology Inc, 2003. <http://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/00894a.pdf>.
- [11] G. Z. Tim Regan, Jon Munson, *Current Sense Circuit Collection: Making Sense of Current, AN105*. Linear Technology, Dec 2005. <http://sensing.honeywell.com/hallbook.pdf>.
- [12] C. the Road Electronics, *Manual: TALON SRX*. Cross the Road Electronics, Feb 2013. http://www.crosstheroadelectronics.com/Talon_User_Manual_1_1.pdf.
- [13] K. C. A. da Silva, *Mechatronics: Brushed DC Motor*. Rensselaer Polytechnic Institute, Nov 2007. http://multimechatronics.com/images/uploads/mech_n/Brushed_DC_Motors.pdf.
- [14] B. M. CHEN, *Lessons: DC Motors*. Faculty of Engineering, National University of Singapore. <http://mplab.ucsd.edu/tutorials/dc.pdf>.
- [15] M. Mitchell, *Presentation: Integrated H-bridge Motor Control with ST Automotive Smart Power*. Axsys Technologies, Feb 2014. http://www.st.com/st-web-ui/static/active/cn/resource/sales_and_marketing/presentation/product_presentation/Integrated.
- [16] Maxon, *Maxon Drive Systems: Catalog and Handbook*. Maxon, Ago 2014. <http://www.electromate.com/ftp/public/Maxon%20Product%20Catalogs/Maxon%20Catalog%202009-2010/01Maxon%20Complete%20Catalog%202009-2010.pdf>.
- [17] M. Mitchell, *Brush Type DC Motors Handbook*. Axsys Technologies, Set 2005. <http://www.gd-imaging.com/Documents/GDGIT%20Datasheets/Products/BrushTypeDCMotors.pdf>.
- [18] J. Kammet, *CORC 3303 – Exploring Robotics: Supplemental notes on gear ratios, torque and speed*. http://www.sci.brooklyn.cuny.edu/~kammet/gear_notes.pdf.
- [19] P. R. F. Dusek, D. Honc, *Mathematical model of differentially steered mobile robot*. 18th International Conference on Process Control, Jun 2011. <https://www.kirp.chof.stuba.sk/pc11/data/papers/023.pdf>.
- [20] J. A. de Carvalho Gonçalves, *Dissertação : Controlo de robots omnidireccionais*. Universidade do Porto, Feb 2005. https://bibliotecadigital.ipb.pt/bitstream/10198/1583/1/msc_jose_goncalves.pdf.
- [21] J. H. P. Dal Y. Ohm, *Paper: About commutation and current control methods for brushless motors*. IMCSD, 06 1999. <http://www.drivetechinc.com/articles/curblcdc3.pdf>.

- [22] W. Brown, *Brushless DC Motor Control Made Easy*. Microchip Technology Inc, 2002. <http://ww1.microchip.com/downloads/en/appnotes/00857a.pdf>.
- [23] T. Instruments, *Brushless DC Motors (BLDC) - Overview*. Texas Instruments. http://www.ti.com/lstds/ti/apps/motor/brushless_dc/overview.page.
- [24] J. G.-G. José Carlos Gamazo-Real, Ernesto Vázquez-Sánchez, *Position and Speed Control of Brushless DC Motors Using Sensorless Techniques and Application Trends*. Department of Signal Theory, Communications and Telematic Engineering, University of Valladolid, Jun 2010. www.mdpi.com/1424-8220/10/7/6901/pdf.
- [25] T. Instruments, *Brushed DC Motors - Overview*. Texas Instruments. http://www.ti.com/lstds/ti/apps/motor/brushed_dc/overview.page.
- [26] K. A. M. Waleed I. Hameed, *Speed control of separately excite dc motor using fuzzy neural model reference controller*. University of Basrah, Oct 2012. <http://www.airccse.org/journal/IJICS/Paper/2412ijics03.pdf>.
- [27] Baldor, *Servo Control Facts: Handbook explain the basics of motion*. Baldor Electric Company. <http://www.airccse.org/journal/IJICS/Paper/2412ijics03.pdf>.
- [28] M. Drives, *Universal Motors*. Motors Drives. elpaso.apogee.net/md/mfmuovr.asp.
- [29] F. Semiconductor, *Parallel Configuration of H-Bridges, AN4833*. Freescale Semiconductor Inc, Jan 2014. http://cache.freescale.com/files/analog/doc/app_note/AN4833.pdf.
- [30] T. K. Edward Carryer, Matthew Ohline, *Introduction to Mechatronic Design*, Dez 2010. <http://www.gbv.de/dms/ilmenau/toc/632584122.PDF>.
- [31] A. D. Pathak, *MOSFET/IGBT Drivers Theory and Applications*. IXYS, 2001. <http://www.ixys.com/documents/appnotes/ixan0010.pdf>.
- [32] Texas Instruments Incorporate, *Datasheet: DRV8829 5-A 45-V Single H-Bridge Motor Drive*, Mai 2010. <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/drv8829.pdf>.
- [33] L. W. B. Maurice, *Drive circuits for power MOSFETs and IGBTs*. STMicroelectronics, 1999. http://www.st.com/web/en/resource/technical/document/application_note/CD00003900.pdf.
- [34] International Rectifier, *Gate Drive Characteristics and Requirements for HEXFET Power MOSFETs, AN-937*, 2004. <http://www.irf.com/technical-info/appnotes/an-937.pdf>.

- [35] S. Wens, Mike, *Design and Implementation of Fully-Integrated Inductive DC-DC Converters in Standard CMOS*, 2011. <http://www.springer.com/gp/book/9789400714359>.
- [36] Danaher:Industrial Controls, *Encoder Application Handbook*, 2003. https://www.dynapar.com/uploadedFiles/Products/Danaher_Encoder_Handbook.pdf.
- [37] Avago Technologies, *Motion Control Encoders in Electrical Motor Systems*, 2007. <http://www.efo.ru/components/avago/catalog/design%20guide/AV00-0128EN.pdf>.
- [38] Y. Zhen, *Current Sensing Circuit Concepts and Fundamentals, AN1332*. Microchip Technology Inc, Ago 2011. <http://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/01332B.pdf>.
- [39] Honeywell, *Hall Effect Sensing and Application*. Honeywell, Jan 2004. <http://sensing.honeywell.com/hallbook.pdf>.
- [40] P. A. Cattermole, *The Fundamentals of Current Sense Transformer Design*. MMG, Abr 2010. <http://www.cromptonusa.com/Transformer%20Types.pdf>.
- [41] Tyco, *TRANSFORMER TYPES, AN1332*. Tyco Electronics Corporation, Jan 2004. <http://www.cromptonusa.com/Transformer%20Types.pdf>.
- [42] T. Instruments, *Brushed DC Motor Control Module, Stellaris MDL-BDC*. Texas Instruments, Fev 2010. <http://www.tij.co.jp/jp/lit/ug/spmu046b/spmu046b.pdf>.
- [43] A. M. Controls, *Manual: Analog Servo Drive, 50A8*. Advanced Motion Controls, Jan 2015. <http://www.a-m-c.com/download/datasheet/50a8.pdf>.
- [44] Transmotec, *Manual: DC Motor Drivers*. Transmotec, Abr 2009. <http://download.transmotec.com/eng/dc-motors/dc-motor-drivers/Transmotec-Drivers-DD-eng.pdf>.
- [45] RoboteQ, *Manual: MDC2xxx*. RoboteQ, July 2015. <https://www.roboteq.com/index.php/docman/motor-controllers-documents-and-files/documentation/datasheets/mdc2xxx-datasheet-1/2-datasheet-mdc2xxx/file>.
- [46] IPC, *Generic Standard on Printed Board Design*. IPC, Mai 2003. Pg,51, http://sisko.colorado.edu/CRIA/FILES/REFS/Electronics/IPC_2221A.pdf#page=39&zoom=auto,-193,698.

- [47] D. S. S. Saurabh Dubey, *A PID Controlled Real Time Analysis of DC Motor*. International Journal of Innovative Research in Computer and Communication Engineering, Oct 2013. http://www.ijircce.com/upload/2013/october/41_A%20PID.pdf.
- [48] E. S. K.H. Ng, C.F. Yeong, *Current Sensorless Control of a PMDC Motor using Kalman Filter and Cascaded PID Controller*. 2012 4th International Conference on Intelligent and Advanced Systems, Jun 2012. http://ieeexplore.ieee.org/xpl/login.jsp?tp=&arnumber=6306068&url=http%3A%2F%2Fieeexplore.ieee.org%2Fxppls%2Fabs_all.jsp%3Farnumber%3D6306068.
- [49] L. Zaccarian, *DC motors: dynamic model and control techniques*. University of Trento, Mai 1998. <http://homepages.laas.fr/lzaccari/seminars/DCmotors.pdf>.
- [50] J. R. Movellan, *DC Motors*. MPLab, Mar 2010. <http://mplab.ucsd.edu/tutorials/dc.pdf>.
- [51] Opto22, *RPM Measurement Techniques*. Opto22, Mar 2013. http://www.opto22.com/documents/1784_RPM_Measurement_Techniques_Technical_Note.pdf.
- [52] D. J. Batista, *Simulador de navegação reativa de uma plataforma móvel de condução diferencial - apoio às aulas praticas*. Universidade de Coimbra, FCTUC, DEEC.
- [53] Micromo, *White paper : DC Motor Calculations*. Micromo, Mai 2014. http://static.micromo.com/media/wysiwyg/Technical-library/DC-motors/DC_Motor_Calculations.pdf.

Apêndice A

Tabelas

Tabela A.1: Tabela de verdade relativamente à figura 2.5, com descrição de acontecimento no relativo quadrante [4]

A1	A2	B1	B2	Descrição
0	0	0	0	Motor desligado
0	0	0	1	Motor desligado
0	0	1	0	Motor desligado
0	0	1	1	Condição de Curto Circuito
0	1	0	0	Motor desligado
0	1	0	1	Motor trava e desacelera
0	1	1	0	Motor roda no sentido anti horário
0	1	1	1	Condição de Curto Circuito
1	0	0	0	Motor desligado
1	0	0	1	Motor roda no sentido horário
1	0	1	0	Motor trava e desacelera
1	X	X	X	Condições seguintes são de curto circuito

Inputs				Outputs				Bridge		Mode of Operation
PWMH	PWML	PHASE	SR	GHA	GLA	GHB	GLB	SA	SB	
1	1	1	X	H	L	L	H	HS	LS	Bridge driven with A high and B low
1	1	0	X	L	H	H	L	LS	HS	Bridge driven with B high and A low
0	1	X	1	L	H	L	H	LS	LS	Slow decay, both low-side on or low-side brake
1	0	X	1	H	L	H	L	HS	HS	Slow decay, both high-side on or high-side brake
0	1	1	0	L	L	L	H	Z	LS	Slow decay, current flow A to B, low-side diode rectification
0	1	0	0	L	H	L	L	LS	Z	Slow decay, current flow B to A, low-side diode rectification
1	0	1	0	H	L	L	L	HS	Z	Slow decay, current flow A to B, high-side diode rectification
1	0	0	0	L	L	H	L	Z	HS	Slow decay, current flow B to A, high-side diode rectification
0	0	X	X	L	L	L	L	Z	Z	Fast decay, diode rectification/coast

X = don't care (same for input 1 or input 0), HS = high-side FET active, LS = low-side FET active, Z = high impedance, both FETs off

Figura A.1: Tabela de verdade retirada do *datasheet*, esta é de controlo de fase (pino PHASE)

Tabela A.2: Tabela de comparação de MOSFET com BJT [5]

Características	BJT	MOSFET
Fácil de controlar	Base-Emissor comporta-se como um díodo. A base tem de ser alimentada com corrente constante, para que este se mantenha ligado. As dissipações por comutação e de base emissor são elevadas.	<i>Gate-Source</i> comporta-se como um condensador. A <i>Gate-Source</i> só precisa de um carregamento inicial e depois a corrente é próxima de zero. As dissipações por comutação e de <i>Gate-Source</i> são insignificantes.
Perdas em estado ligado	Perdas elevadas, neste estado o <i>VCE</i> não pode ser reduzido, tem de ser abaixo, aproximadamente <i>1V</i> em altas correntes.	Valor baixo, porque <i>RSD(ON)</i> baixo.
Paralelos	Difícil - nesta topologia, as correntes têm de ser adaptadas por igual.	Fácil, compartilhar a corrente.
Díodos Anti-Paralelo	Terá de ser usado componentes externos.	Díodo interno poderá ser usado na aplicação, de modo a fazer de (<i>freewheel</i>).

Tabela A.3: Tabela de comparação entre os métodos de medição de corrente , fonte adaptada de [10]

Sensor de corrente	RShunt	Hall	Transformador
Precisão	Boa	Boa	Média
Precisão vs Temperatura	Boa	Pobre	Boa
Custo	Baixo	Alto	Médio
Isolamento	Não	Sim	Sim
Medições de correntes elevadas	Pobre	Bom	Bom
Problema de <i>DC Offset</i>	Sim	Não	Não
Problema de Histerese/-Saturação	Não	Baixo	Baixo
Consumo de potência	Alto	Baixo	Baixo
Medição intrusiva	Sim	Não	Não
Medição AC DC	Ambas	Ambas	Apenas AC

Tabela A.4: Tabela de pinos da *STM32F4DISCOVERY*, utilizados no âmbito do controlo

<i>SENSORES DE CORRENTE</i>			
	SENSOR 1	SENSOR 2	TIPO
VIOUT	PA1	PA3	ADC
VZCR	PA2	PB0	ADC
FAULT	PE2	PE5	IN_DIGITAL
FEN	PE4	PE6	OUT_DIGITAL
<i>DRIVERS MOSFETS PONTE H</i>			
	DRIVE H 1	DRIVE H 2	TIPO
PWML	PB4	PC8	PWM
PWMH	PB5	PB1	PWM
PHASE	PE15	PE10	OUT_DIGITAL
SR	PE14	PE9	OUT_DIGITAL
RESET	PE13	PE8	OUT_DIGITAL
FF1	PE12	PE7	IN_DIGITAL
FF2	PE11	PC5	IN_DIGITAL
<i>USART</i>			
	USART 3		TIPO
RXD	PB11		IN_DIGITAL
TXD	PD8		OUT_DIGITAL
CTS	PB13		IN_DIGITAL
RTS	PB14		OUT_DIGITAL
<i>ENCODER</i>			
	ENCODER 1	ENCODER 2	TIPO
CANAL A	PD0	PD2	IN_INT
CANAL B	PD1	PD3	IN_INT
<i>MEDIDOR DE TENSÃO DE BATERIA</i>			
	VOLTÍMETRO		TIPO
VOUT+	PA0		ADC
VOUT-	PC1		ADC

Inputs ^a				PWM Effect ^b		Decay	Mode of Operation
SR	PWMH	PWML	PHASE	100%	0%		
X	1	1	PWM	A to B	B to A	Fast	Full four-quadrant control, zero average load current at 50% PWM
0	PWM	PWM	1	A to B	Coast	Fast	Fast decay, diode recirculation or coast
			0	B to A			
1	PWM	1	1	A to B	Brake	Slow	High-side PWM, low-side MOSFET recirculation
			0	B to A			
1	1	PWM	1	A to B	Brake	Slow	Low-side PWM, high-side MOSFET recirculation
			0	B to A			
0	PWM	1	1	A to B	Brake ^c	Slow	High-side PWM, low-side diode recirculation
			0	B to A			
0	1	PWM	1	A to B	Brake ^c	Slow	Low-side PWM, high-side diode recirculation
			0	B to A			
X	0	0	X	Coast	Coast	Fast	Coast, all MOSFETs off

^aX indicates don't care condition. The action is the same for input 1 or input 0.

^bPWM Effect indicates the effect on the load current direction or the equivalent action.

^cWith SR disabled, braking is only effective in one direction when sufficient forward voltage is available to allow the diode to conduct.

Figura A.2: Tabela retirada do *datasheet*, com as opções de PWM

Flag State		Fault Description	Disable Outputs*	Fault Latched
FF1	FF2			
Low	Low	No fault	No	–
Low	High	Short-to-ground	Yes	Yes
Low	High	Short-to-supply	Yes	Yes
Low	High	Shorted load	Yes	Yes
High	Low	Overtemperature	No	No
High	High	V5 undervoltage	Yes	No
High	High	VREG undervoltage	Yes	No
High	High	Bootstrap undervoltage	Yes	Yes

*Yes indicates all gate drives low, and all FETs off.

Figura A.3: Tabela retirada do *datasheet*, com a indicação dos pinos, descrição e acontecimento

Apêndice B

Listas de Material - Hardware

B.1 Lista de material PCB's

Tabela B.1: Lista de material PCB DOWN

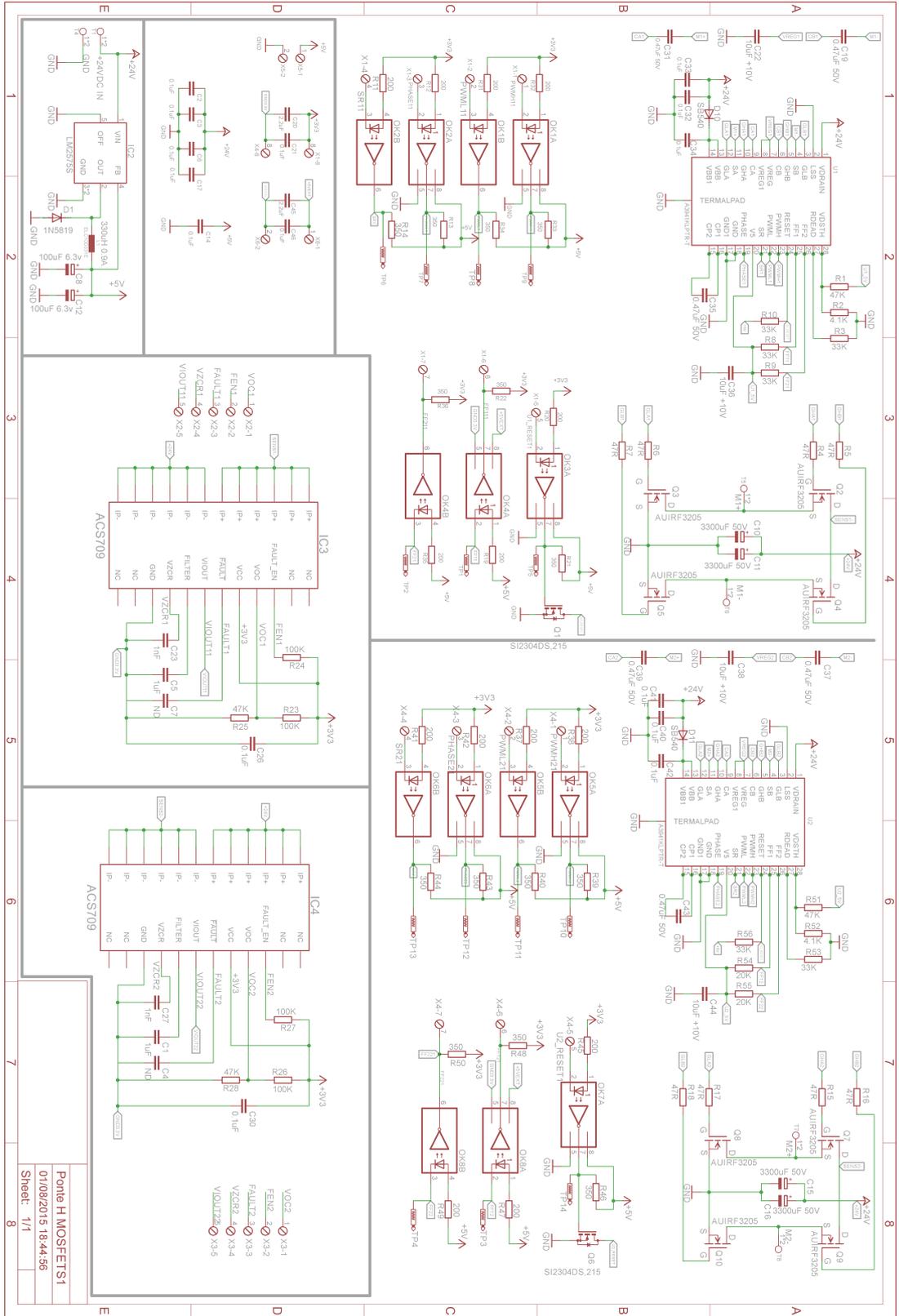
PCB POWER DRIVE				
FARNELL				
Qty	Value	Package	Parts	REF Farnell
6	160650-2	160650-2	T1, T4, T5, T6, T7, T8	2452524
2	100UF, 6.3V	CPOL-EU153CLV-0505	C8, C12	2326086
8	HCPL2630	DIL8-SMD	OK1, OK2, OK3, OK4, OK5, OK6, OK7, OK8	1495382
2	MPT2	2POL254	X5, X6	1248140
2	MPT5	5POL254	X2, X3	1248143
2	MPT8	8POL254	X1, X4	3418364
15	0.1uF	C1206K	C2, C3, C6, C14, C17, C21, C26, C30, C32, C33, C34, C40, C41, C42, C46	2407345
6	0.47uF 50V	C1206K	C19, C31, C35, C37, C39, C43	2320907
4	100K	R1206	R23, R24, R26, R27	2333542
4	10uF +10V	C1206K	C22, C36, C38, C44	2320921
3	1N5819	DO41-10	D1, D10, D11	2341584
2	1nF	C1206	C23, C27	1414706
2	1uF	C1206	C1, C5	1759436
2	2.2uF	C1206	C20, C45	9406506
14	200R	M1206	R11, R12, R19, R20, R31, R32, R35, R37, R38, R41, R42, R45, R47, R49	2057818
2	20K	M1206	R54, R55	9336125
4	2200uF 35V	CPOL-EUE7.5-18	C10, C11, C15, C16	9693726
6	33K	M1206	R3, R8, R9, R10, R53, R56	2073920RL
14	350R	M1206	R13, R14, R21, R22, R33, R34, R36, R39, R40, R43, R44, R46, R48, R50	2139397RL
2	4.12K	M1206	R2, R52	2139481
4	47K	M1206	R1, R51, R25, R28	2331887
8	47R	M1206	R4, R5, R6, R7, R15, R16, R17, R18	2331845
2	A3941KLPTR-T	A3941KLPTR-T	U1, U2	2057409
8	AUIRF3205	TO220	Q2, Q3, Q4, Q5, Q7, Q8, Q9, Q10	1436950
1	SRN1060-331M	SRN1060	L1	2329195
1	LM2575S	TO263-5	IC2	1469170
2	SI2304DS,215	SOT23-3	Q1, Q6	1791366
0,5	THERMAL TAPE	100MMX100MM SHEET	ND	1776412
0,5	HEAT SINK COMPOUND, 25G	25G	ND	3821511
15	0R, 0.25W		ND	1469963
1	pcb_down	ND	ND	Eurocircuits
Digi-Key				
2	ACS709LLF-6BB-T	QSOP24	IC3, IC4 68	620-1681-1-ND

Tabela B.2: Lista de material PCB UP

UP PCB POWER DRIVE				
FARNELL				
Qty	Value	Package	Parts	Farnell
1	ACPL-C870-000E*	SSO8	U2	2213633
1	MM232R	MM232R_PAC	FTDI1	1146037
2	MPT2	2POL254	X5, X6	3419046
2	MPT5	5POL254	X2, X3	3419083
2	MPT8	8POL254	X1, X4	3419101
4	R-EU_M0805	M0805	R7, R8, R9, R10	1099786
5	BAS70-04	SOT23	D1, D2, D3, D4, D6	2420635
4	SI2304DS,215	SOT23	Q1, Q2, Q3, Q4	1791366
1	TC1262-3.3VDB	SOT230P700X180-4N	U1	1852183
2	HEADER FEMALE	DIP 2,54mm	STM32F4DISCO	3419289
1	STM32F4DISCOVERY	DISCOVERY	ND	2009276
2	1uF	C0805K	C1, C2	2320857
2	MPT5 MALE	5POL254	X7,X8	2060694
1	3K3	M0805	R1	2447651
9	C-EUC0805K	C0805K	C1, C2, C3, C4, C5, C6, C7, C8, C9	578198
1	47K	M0805	R2	2333525
1	pcb_up	ND	ND	Eurocircuits
1	diversos	ND	Parafusos, Anilhas, Porcas, Manga térmica	

Apêndice C

Esquemático e PCB (DOWN)



Ponte H MOSFETs1
 01/08/2016 18:44:56
 Sheet: 1/1

Figura C.1: Esquemático, PCB DOWN

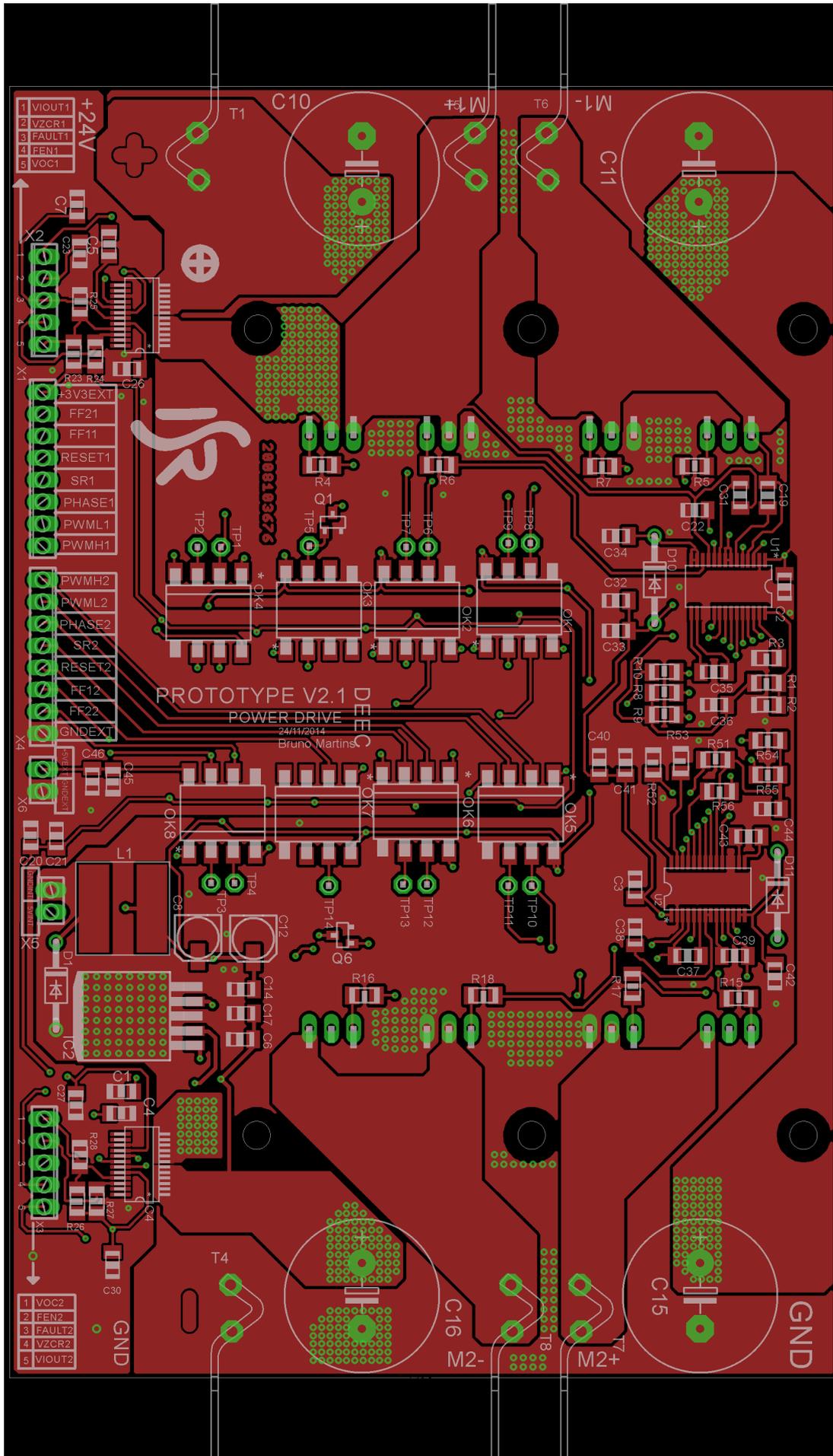


Figura C.2: TOP, PCB DOWN

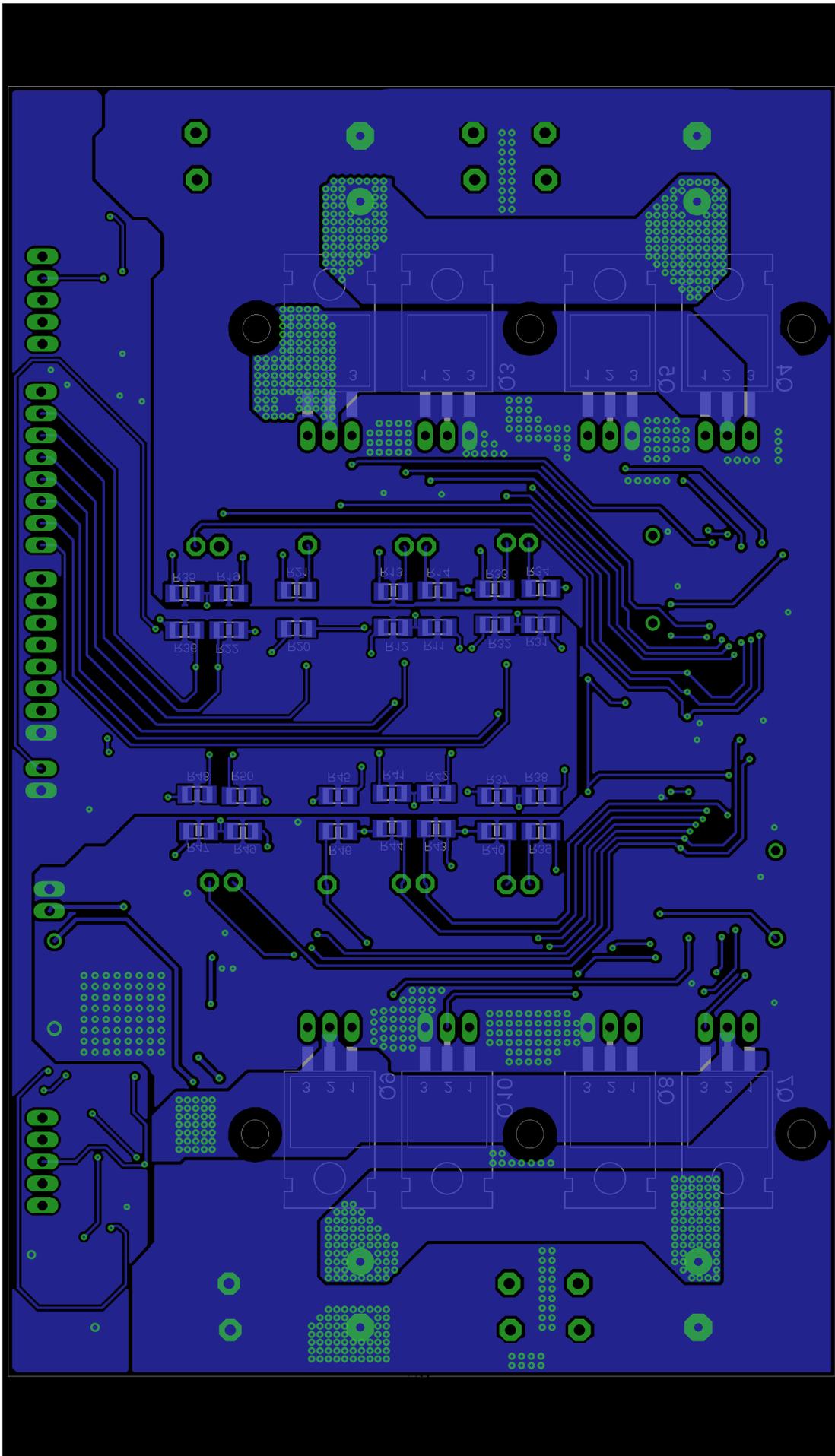


Figura C.3: BOT, PCB DOWN

Apêndice D

Esquemático e PCB (UP)

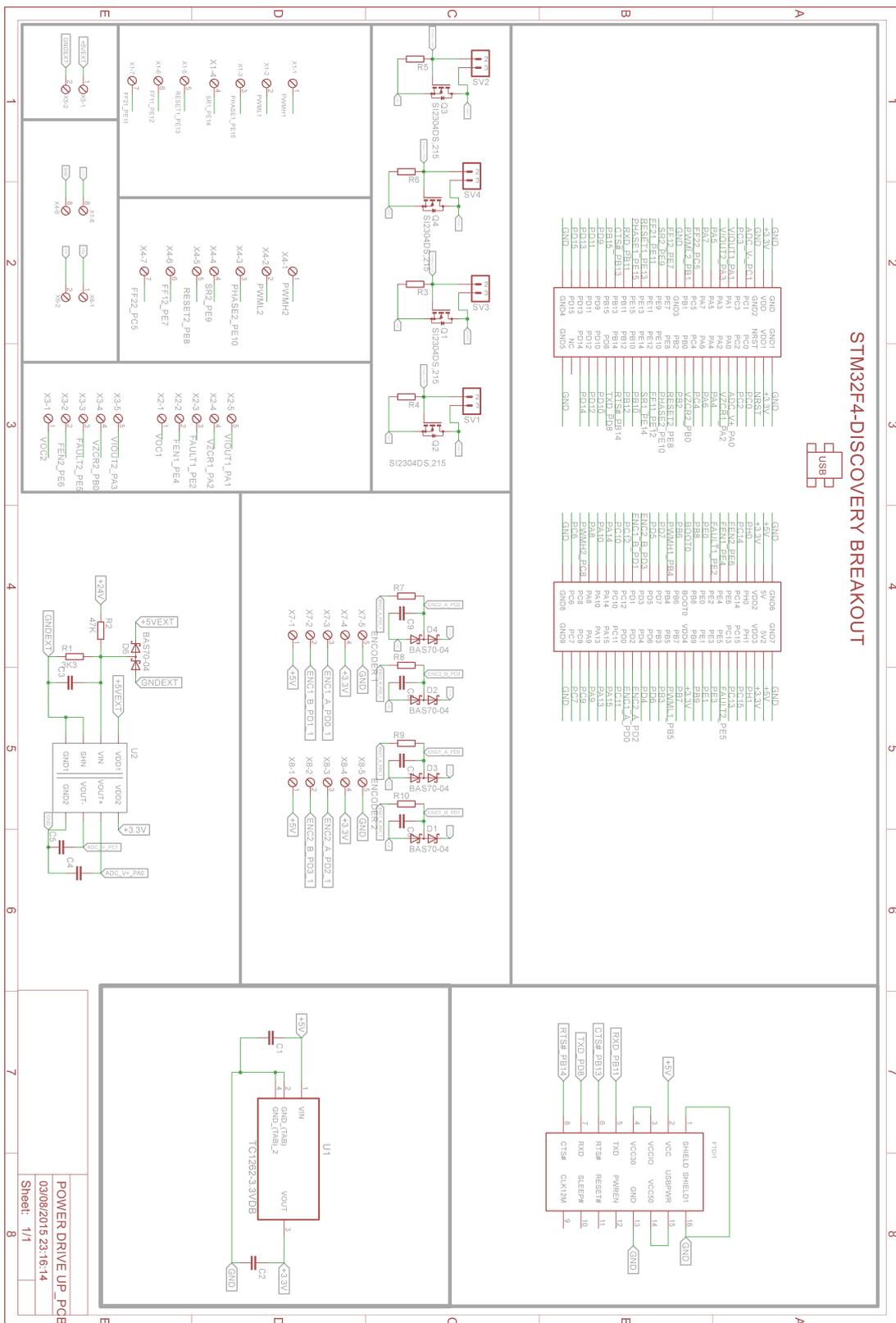


Figura D.1: Esquemático, PCB UP

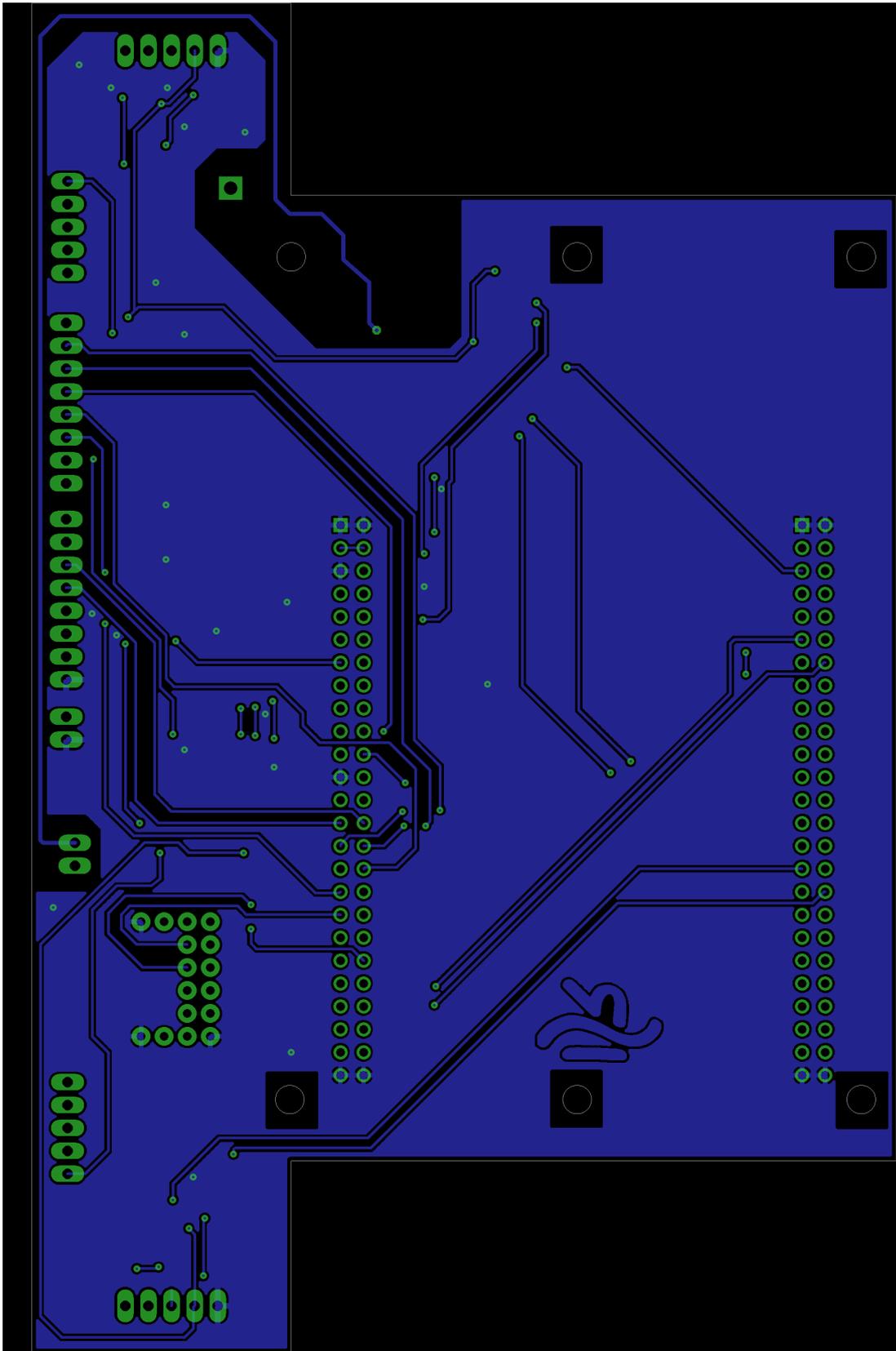


Figura D.3: BOT, PCB UP

Apêndice E

Comandos - *Firmware*

E.1 Comandos USART do tipo !

Nestes tópicos são indicados todos os comandos, que poderão ser usados pelo utilizador via USART. Os comandos a serem enviados, terão de ser determinados pelo carácter "*0x0D*" e recebido pelo utilizador.

Começando pelos comandos do tipo "!" :

!RUN [0-3]

Este comando direciona-se para iniciar o sistema, e aceita de 0 a 3 o valor para poder ter um feedback ou não de velocidades e correntes, podem ser usados comandos "?", para poder obter estes valores.

!STOP

Este comando é usado para parar o sistema e voltar tudo como inicialmente estava.

!MODE [1-4]

Este serve para escolher o modo em que se quer trabalhar.

!DC [1-2] [0-100] ou !DC [0-100]

Este comando serve para fazer mudança do *duty cycle* do PWM de cada motor, especificando canal 1 ou canal 2 e então ser definido o *duty cycle* pretendido ou então se o pretendido for *duty cycles* iguais, usar só o valor.

!DCMIN [1-2] [0-100] ou !DCMIN [0-100]

Este é usado para a definição do *duty cycle* mínimo.

!DCMAX [1-2] [0-100] ou !DCMAX [0-100]

Este é usado para a definição do *duty cycle* máximo.

!IKP [1-2] [VALUE] ou !IKP [VALUE]

Define a constante proporcional do PID de corrente.

!IKI [1-2] [VALUE] ou !IKI [VALUE]

Define a constante integração do PID de corrente.

!IKD [1-2] [VALUE] ou !IKD [VALUE]

Define a constante derivativa do PID de corrente.

!SKP [1-2] [VALUE] ou !SKP [VALUE]

Define a constante proporcional do PID de velocidade.

!SKI [1-2] [VALUE] ou !SKI [VALUE]

Define a constante integração do PID de velocidade.

!SKD [1-2] [VALUE] ou !SKD [VALUE]

Define a constante derivativa do PID de velocidade.

!PKP [1-2] [VALUE] ou !SKP [VALUE]

Define a constante proporcional do PID de posição.

!PKI [1-2] [VALUE] ou !SKI [VALUE]

Define a constante integração do PID de posição.

!PKD [1-2] [VALUE] ou !SKD [VALUE]

Define a constante derivativa do PID de posição.

!MAXP [1-2] [VALUE]

Define o máximo da posição, em graus.

!MAXV [1-2] [VALUE]

Define o máximo da velocidade, em RPM.

!MAXV [1-2] [VALUE]

Define o máximo de corrente.

!IREF [1-2] [VALUE] ou !IREF [VALUE]

Define a corrente de referência, para a malha de controlo do PID de corrente.

!PREF [1-2] [VALUE] ou !IREF [VALUE]

Define a posição de referência em graus, para a malha de controlo do PID de posição.

!SREF [1-2] [VALUE] ou !SREF [VALUE]

Define a velocidade de referência, para a malha de controlo do PID de velocidade.

!GEAR [1-2] [VALUE] ou !GEAR [VALUE]

Define o valor do rácio da caixa, para cada motor.

!PPR [1-2] [VALUE] ou !PPR [VALUE]

Define o valor dos pulsos por volta do *encoder* de cada motor.

!RES [1-2] [VALUE] ou !RES [VALUE]

Define o valor do porto de *reset* de cada drive.

!SR [1-2] [0-1] ou !SR [0-1]

Define a existência ou não de recirculação High Side ou Low Side. Esta variável trabalha junto com a !DY. Se SR igual a zero a recirculação existe através dos díodos, ou seja, decaimento rápido. Se SR igual a 1 o decaimento é lento.

!DY [1-2] [0-1] ou !DY [0-1]

Define o decaimento, se zero a recirculação é feita do lado Low Side, se um é feito no lado High Side.

!LS [VALUE]

Define a velocidade linear, no que diz respeito á cinemática do robô diferencial.

!AS [VALUE]

Define a velocidade angular, no que diz respeito à cinemática do robô diferencial.

!BK [VALUE]

Define a distância entre rodas, no que diz respeito à cinemática do robô diferencial.

!RK [VALUE]

Define o raio das rodas, no que diz respeito à cinemática do robô diferencial.

!FWD [1-2]

Define a direcção do motor para a frente.

!BWD [1-2]

Define a direcção do motor para a trás.

!TO [0-1]

Define a utilização ou não do sistema de *timeout*. Se não chegarem mensagens em 200ms, o sistema pára, ou seja, é como se utilizasse o comando *!STOP*.

!TPIDV

Valor do tempo de malha do controlador PID de velocidade e de posição.

!TPIDC

Valor do tempo de malha do controlador PID de corrente.

!FP

Variável de escolha do sistema de leitura de velocidades, para o uso no controlador de velocidade. Um em que a é usado o sistema de contagem de pulsos (FP=1) e outro que é medido o tempo de pulso (FP=0).

E.2 Comandos USART do tipo ?

Neste tópicos são definidos todos os comandos do tipo "?".

?RUN

Estado da variável.

?MODE

Mostra o presente modo.

?SCONF

Mostra todas os valores de todas as variáveis numa lista.

?CUR [1-2]

Mostra os valores de correntes de cada canal.

?DC [1-2]

Mostra os valores dos *duty cycles* de cada canal.

?ENC [1-2]

Mostra o número de pulsos do *encoder*, desde a última leitura de correntes, escolhendo o canal pretendido. Quando a variável faz *overflow*, aparece OVF como mensagem.

?BAT

Mostra o valor de tensão da bateria.

?FF1 [1-2]

Mostra se existe falha na *flag* 1, no *drive* para cada canal.

?FF2 [1-2]

Mostra se existe falha na *flag* 2, no *drive* para cada canal.

?ERRV [1-2]

Mostra o erro do associado ao cálculo dos controlo PID de velocidade.

?ERRC [1-2]

Mostra o erro do associado ao cálculo dos controlo PID de corrente.

?ERRP [1-2]

Mostra o erro do associado ao cálculo dos controlo PID de posição.

?LS [1-2]

Mostra a velocidade linear, referente à cinemática do robô diferencial.

?AS [1-2]

Mostra a velocidade angular, referente à cinemática do robô diferencial.

?IKP [1-2]

Estado da variável proporcional do PID de corrente.

?IKI [1-2]

Estado da variável de integração do PID de corrente.

?IKD [1-2]

Estado da variável de derivação do PID de corrente.

?SKP [1-2]

Estado da variável proporcional do PID de velocidade.

?SKI [1-2]

Estado da variável de integração do PID de velocidade.

?SKD [1-2]

Estado da variável de derivação do PID de velocidade.

?PKP [1-2]

Valor da variável, constante proporcional do PID de posição.

?PKI [1-2]

Valor da variável, constante integração do PID de posição.

?PKD [1-2]

Valor da variável, constante derivativa do PID de posição.

?MAXP [1-2]

Valor da variável, máximo da posição, em graus.

?MAXV [1-2]

Valor da variável, máximo da velocidade, em RPM.

?MAXC [1-2]

Valor da variável, máximo de corrente.

?PREF [1-2]

Valor da variável da referência de posição para cada canal.

?IREF [1-2]

Valor da variável da referência de corrente para cada canal.

?SREF [1-2]

Valor da variável da referência de velocidade para cada canal.

?GEAR [1-2]

Valor da variável do rácio da caixa de velocidades para cada canal.

?PPR [1-2]

Valor da variável dos pulsos do *encoder*, por volta de cada motor

?RES [1-2]

Valor da variável do *reset* de cada canal

?SR [1-2]

Valor da variável, que diz respeito à recirculação, decaimento rápido ou lento.

?DY [1-2]

Valor da variável que diz respeito à recirculação *low-side* e *high-side*.

?DIR [1-2]

Valor de direção para cada canal resposta FWD ou BWD.

?TO

Mostra valor da variável de *timeout*, 0 ou 1.

?RPMP [1-2]

Velocidade em RPM usando o método de medição de tempo de pulso dos *encoders*.

?POS [1-2]

Posição em graus, usando o método de medição de tempo de pulso dos *encoders*.

?PIDV [1-2]

Valor da saída do controlador PID de velocidade.

?PIDC [1-2]

Valor da saída do controlador PID de corrente.

?PIDP [1-2]

Valor da saída do controlador PID de posição.

?TPIDV

Valor do tempo de malha do controlador PID de velocidade e de posição.

?TPIDC

Valor do tempo de malha do controlador PID de corrente.

?FP

Variável de escolha do sistema de leitura de velocidades, para o uso no controlador de velocidade. Um sistema de leituras em que, é usado o sistema de contagem de pulsos (?RPM) e outro em que, é medido o tempo de pulso (?RPMP).

Apêndice F

Estudo complementar - Revisão de literatura

Neste apêndice será abordado a modulação matemática de um motor BDC com caixa de engrenagens.

Será tratado tensão e corrente, como se relacionam com velocidade e torque. Será abordada a cinemática dum robô diferencial, que é o modelo base usado no âmbito desta dissertação. Será abordada uma forma de dimensionamento de motores, para uma simples aplicação.

F.1 Modulação: Motor BDC

Os enrolamentos de cobre na armadura são tratados como uma resistência e indutância em série.

A comutação do motor é negligenciada e o sistema é tratado como um único circuito, que é alimentado continuamente.

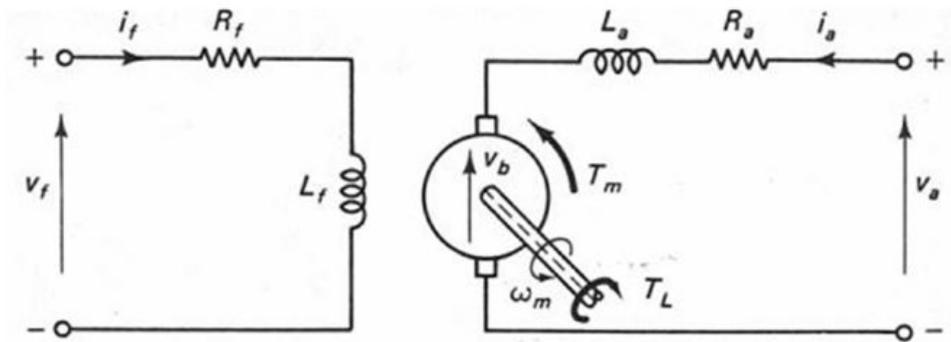
A conformidade do eixo (*shaft*) de ligação da carga para o motor é também negligenciável, sendo tratado como um membro rígido.

A inércia total é o aglomerado da soma das inércias do rotor e da carga conduzida. Num motor só existe movimento em torno de um eixo de rotação, ou seja, este sistema tem um único grau de liberdade. Existem parâmetros na modulação matemática que são constantes, ou seja, não variam no tempo.

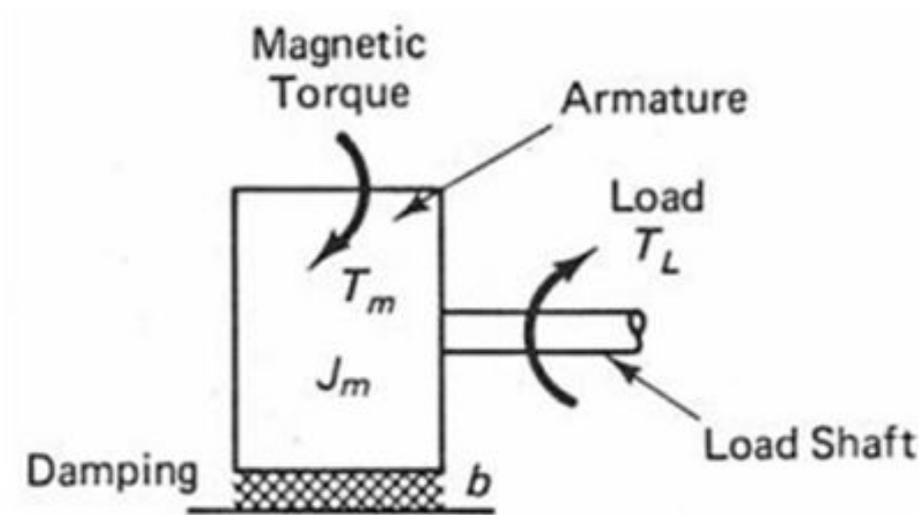
O amortecimento do sistema mecânico é modelado como um amortecimento viscoso, isto é, todo o atrito estático e o atrito seco são inicialmente negligenciados.

Na figura F.1 é representado um circuito equivalente de um motor BDC. No caso do motor PMDC, a corrente i_f é constante [47] [13] [48].

$$V_a = R_a \times i_a(t) + L_a \times \frac{di_a(t)}{dt} + V_b(t) \quad (\text{F.1})$$



(a) Circuito equivalente do campo do estator e circuito equivalente à armadura no rotor



(b) Esquema equivalente de ligação *rotor-shaft*

Figura F.1: Modelo equivalente dum motor PMDC [13]

$$V_b(t) = K_b \times \omega(t) \quad (\text{F.2})$$

$$T_m(t) = K_t \times i_a(t) \quad (\text{F.3})$$

$$T_m(t) = J_m \times \frac{d\omega(t)}{dt} + B_m \times \omega(t) \quad (\text{F.4})$$

Varáveis das equações F.1, F.2, F.3 e F.4: [47]

V_a = voltagem na armadura [V]

R_a = resistência na armadura [Ω]

L_a = indutância na armadura [H]
 I_a = corrente na armadura [A]
 V_b = voltagem de back-EMF [V]
 $\omega = \dot{\theta}$ = velocidade angular [rad/s]
 T_m = motor torque [Nm]
 θ = posição angular no eixo do rotor [rad]
 J_m = inércia no rotor [Kg-m²]
 B_m = coeficiente de atrito viscoso [Nm.s/rad]
 K_t = constante de binário [N-m/A]
 K_b = constante de back-EMF [V/rad/s]

Com a combinação das equações F.1, F.2, F.3 e F.4, conseguimos formular as seguintes equações F.5 e F.6, em que estas são usadas no controle de velocidade e posição, transformando com a transformada de *Laplace* [47].

$$V_a = R_a \times i_a(t) + L_a \times \frac{di_a(t)}{dt} + K_b \times \omega(t) \quad (\text{F.5})$$

$$K_t \times i_a(t) = J_m \times \frac{d\omega(t)}{dt} + B_m \times \omega(t) \quad (\text{F.6})$$

Sabendo que as equações F.7 e F.8, dizem respeito a potência de entrada e a potência de saída, consegue-se a eficiência do motor na equação F.9, dadas pelas equações F.7 e F.8.

$$P_{in} = V_b \times i_a(t) = K_b \times i_a(t) \times \omega(t) \quad (\text{F.7})$$

$$P_{out} = T_m \times \omega(t) = K_t \times i_a(t) \times \omega(t) \quad (\text{F.8})$$

$$\frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{K_t}{K_b} \quad (\text{F.9})$$

Deduzindo as equações F.1, F.5 e F.3 e tratando o estado como estacionário, consegue-se a equação F.10, em que temos T_m , o torque do motor. Também se consegue a equação F.11, que indica o valor do torque inicial.

Na equação F.12, deduz-se a velocidade angular, quando o motor não se encontra com carga:

$$\begin{aligned}
 V_a - R_a \times \frac{T_m}{K_t} - K_b \times \omega(t) &= 0 \\
 \Leftrightarrow V_a - R_a \times \frac{T_m}{K_t} - K_b \times \omega(t) & \\
 \Leftrightarrow T_m = \frac{K_t}{R_a} \times V_a - \frac{K_t \times K_b}{R_a} \times \omega(t) &
 \end{aligned} \quad (\text{F.10})$$

$$T_s = \frac{K_t}{R_a} \times V_a \quad (\text{F.11})$$

$$\omega_0 = \frac{V_a}{K_b} \quad (\text{F.12})$$

Existem dois métodos para controlar um motor BDC, o controle na armadura e o controle de campo, na figura F.2 estão ilustrados os dois tipos de controle nuns diagramas simples de blocos [13].

- **Controle na Armadura:** [49] [13]

A corrente mantém-se constante, como no caso do motor PMDC. A tensão V_a no rotor é variada, a fim de alcançar o desempenho desejado, ou seja, velocidade, posição e binário. O binário do motor poderá ser mantido constante apenas mantendo a corrente i_a constante, isto porque a corrente do campo é praticamente constante, no caso do controle de armadura.

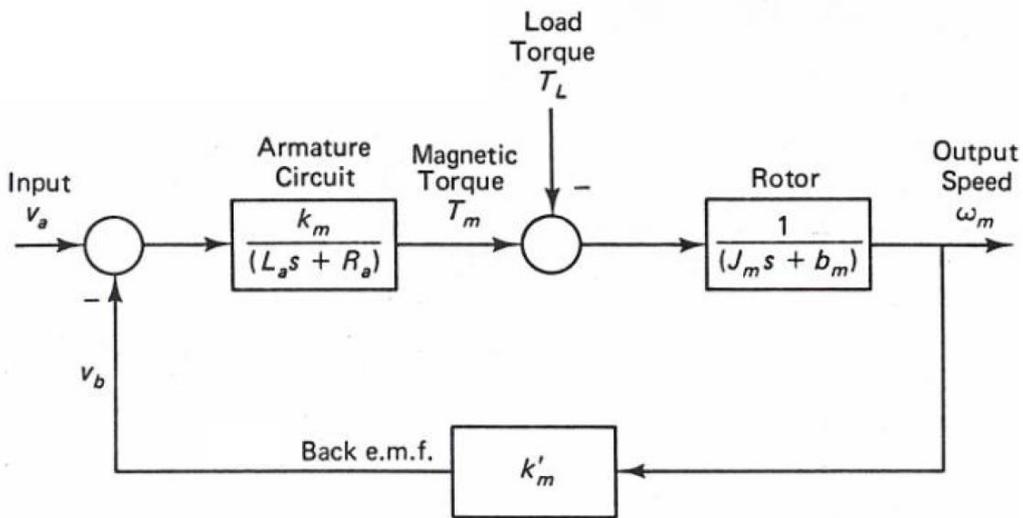
- **Controle de campo:** [49] [13]

Neste caso, e para motores BDC que tenham bobinas no estator, como os motores SHWDC, SWDC e CWDC, a tensão e a corrente na armadura são mantidas constantes, por sua vez, a tensão V_f no estator é que é variada, figura F.1. A corrente i_a é mantida mais ou menos constante e o torque variará proporcionalmente à corrente de campo. Uma vez que a tensão na armadura V_a é mantida constante, a voltagem de back-EMF permanecerá também inalterada, por conseguinte, a velocidade angular será inversamente proporcional a i_f , figura F.1. Com o aumento da tensão de campo, o binário do motor é alterado, enquanto a velocidade do motor é reduzida, de forma a que a potência de saída seja mais ou menos constante. Controle de campo é particularmente adequado para aplicações em que estejam sujeitas a grandes variações de binário-velocidade.

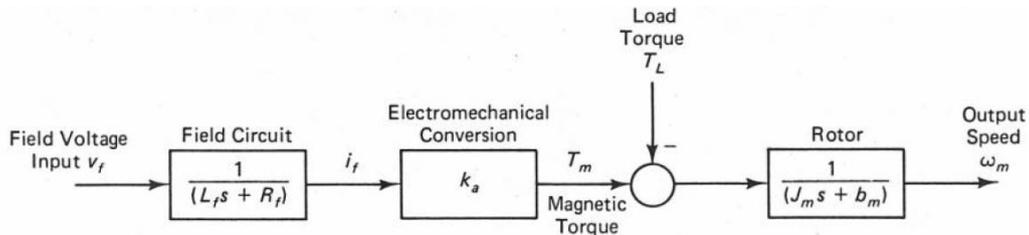
F.1.1 Tensão/Velocidade, Corrente/Binário e Potência

Em determinadas aplicações são usados motores DC, com objetivo de obter uma velocidade constante sujeita a variações de carga, podendo ser necessário usar a largura de velocidade total. No entanto, é necessário relacionar o torque com a velocidade, tendo em conta a eficiência.

Na equação F.13 encontra-se a designação matemática para a regulação de velocidade, em que $N_{no-load}$ é a velocidade angular do motor não sujeito a carga e $N_{full-load}$ é a velocidade angular, quando a carga é aplicada.



(a) Diagrama de blocos do controlo na Armadura em malha aberta



(b) Diagrama de blocos do controlo de campo em malha aberta

Figura F.2: Diagrama de blocos dos dois tipos de controlo, fonte adaptada [13]

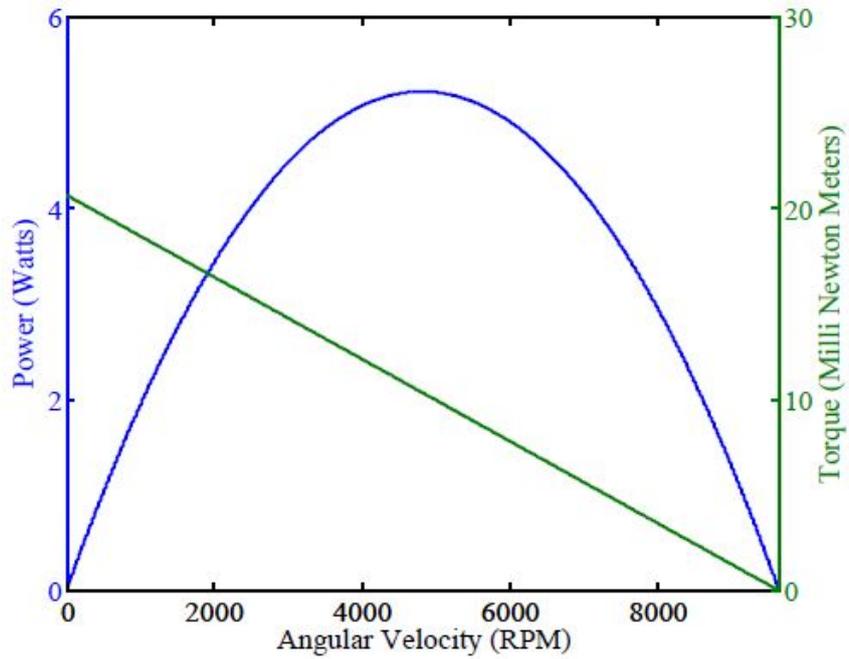
$$SR_{speedregulation} = \frac{N_{no-load} - N_{full-load}}{N_{full-load}} \times 100\% \quad (F.13)$$

Considerando que a curva velocidade/torque é linear, ou seja, que acontece quando o controlo é feito na armadura com um campo fixo, em que a potência é o produto da velocidade e do torque, portanto a curva de velocidade/potência é uma parabólica, como na figura F.3, a curva de torque não inclui perda por amortecimento viscoso [13] [50].

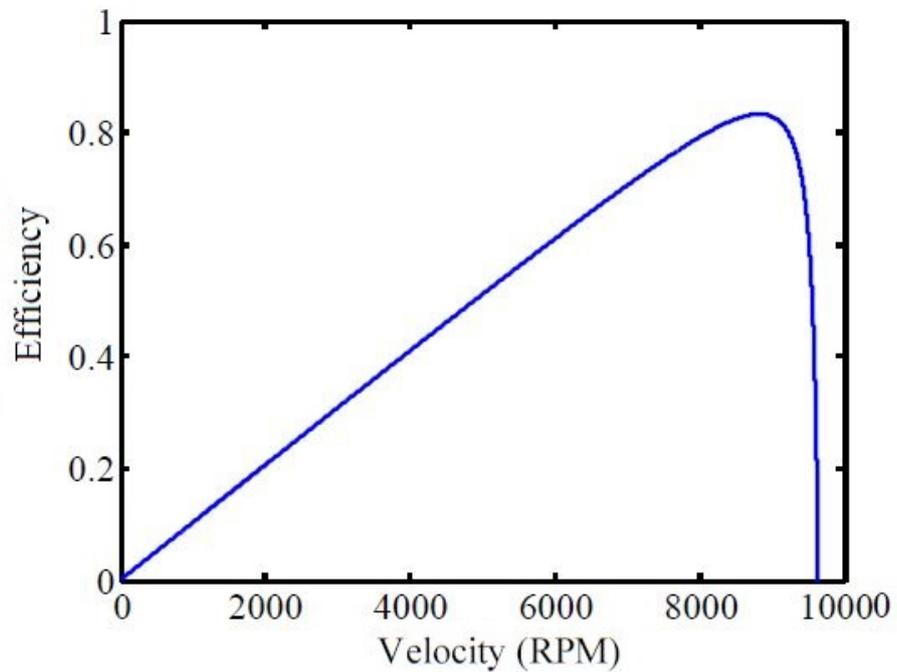
Na figura F.3 encontra-se ilustrado o gráfico de eficiência, em função da velocidade em RPM.

A carga do motor determina o ponto de operação final sobre a curva de torque, tal como se ilustra na figura F.4, quando o motor está conectado a uma carga, a interação de binário exigido pela carga é o binário produzido pelo motor, e assim é determinado o ponto de funcionamento.

O potência e torque de saída são valores diferentes dos esperados, isto porque existem perdas causadas por rotação, atrito, refrigeração, correntes de Foucault e perdas por histerese, como ilustra a figura F.5. A perda de potência por rotação é aproximadamente proporcional à velocidade do motor [14].

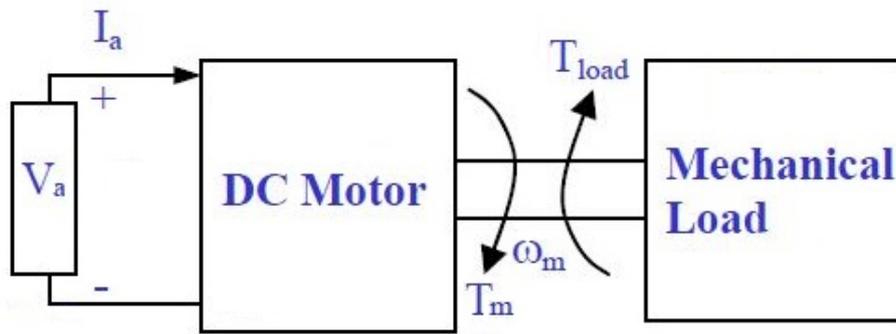


(a) Curva de Torque/Velocidade e Potência/Velocidade, descartando perdas por amortecimento viscoso, (*Maxon Amax 22, a 6 Volts*) [50]

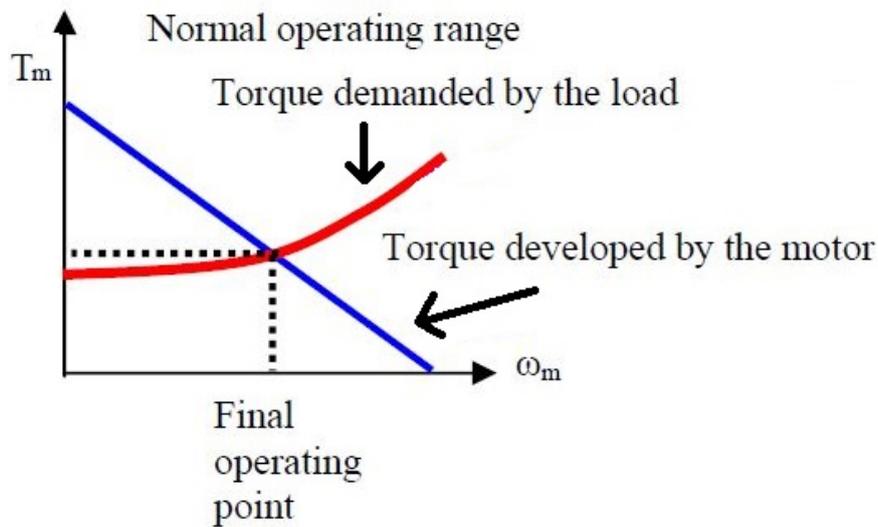


(b) Curva de eficiência, em função da velocidade, (*Maxon Amax 22, a 6 Volts*) [50]

Figura F.3: Curvas do motor *Maxon Amax 22, a 6 Volts*



(a) Diagrama de motor com carga



(b) Curva torque/velocidade com ponto de operação relativamente à carga

Figura F.4: Motor DC com colocação de carga, fonte adaptada de [14]

A potência total de entrada e de saída poderá ser calculada de diferentes maneiras, usando o diagrama de fluxo de potência, dependendo da informação dada, além disso é de notar que o binário desenvolvido no interior (T_{dev}) é diferente do de saída (T_m), devido às perdas por rotação [14].

Uma dos problemas que se coloca, é como se determina o binário, necessário para mover uma carga duma posição para outra, dependendo do tempo, que poderá ser calculado através da equação F.14.

$$T = T_f \times \alpha \times (J_M + J_L) \quad (F.14)$$

Onde:

T - é o torque necessário [oz-in]

T_f - torque total do sistema de atrito [oz-in]

α - é a aceleração [rad/sec²]

J_M - Momento de inércia do motor [oz-in/sec²]

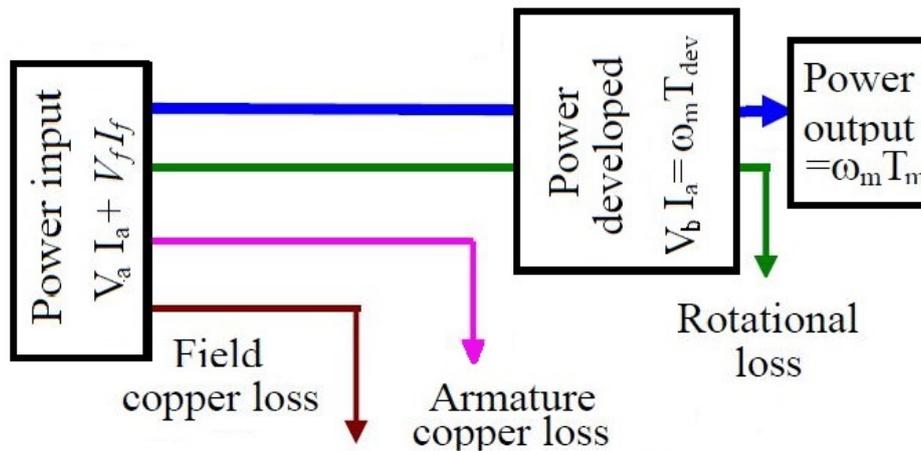


Figura F.5: Diagrama do fluxo de potência, fonte adaptada [14]

J_L - Momento de inércia da carga [oz-in/sec²]

A figura F.6 resume graficamente as principais unidades em relação ao torque, como a corrente, tensão/velocidade, potência e eficiência.

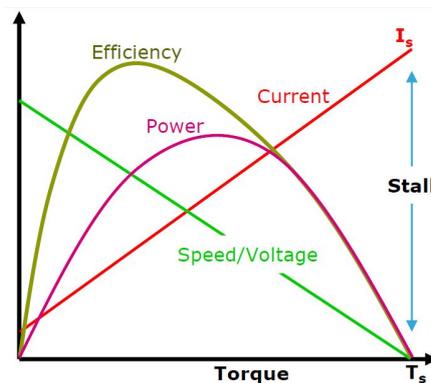


Figura F.6: Principais relações de algumas características dum motor BDC [15]

O ponto de funcionamento ideal dum motor deriva da operação de tensão nominal U_N e da corrente nominal I_N , como ilustra a figura F.7.

O torque nominal M_N produzido neste ponto de trabalho segue a equivalência proporcional torque corrente. A tensão nominal é a tensão para o qual se obtém a velocidade máxima sem carga. A corrente nominal deriva da corrente máxima, permitida termicamente pelo motor [16].

Se o motor percorrer θ radianos num tempo t segundos, a aceleração necessária é dada pela equação F.15. Esta equação assume um perfil de velocidade constante com o binário que é aplicado, resultando numa aceleração mínima para o efeito, como é indicado na figura F.8a [17].

$$\alpha = \frac{4 \times \theta}{t^2} \times \left[\frac{\text{rad}}{\text{sec}^2} \right] \quad (\text{F.15})$$

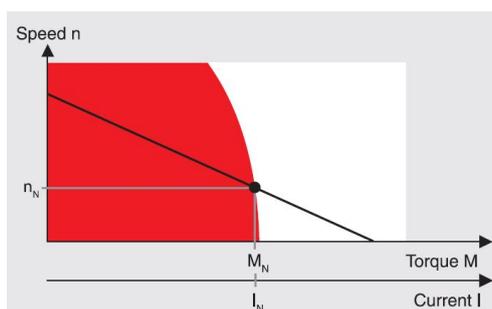
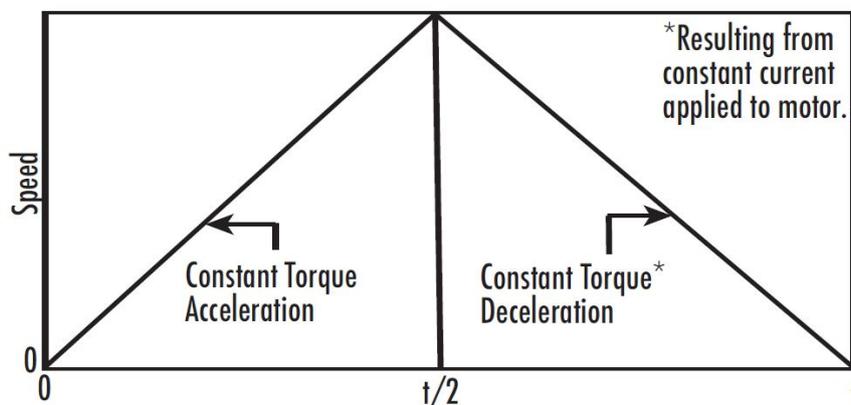
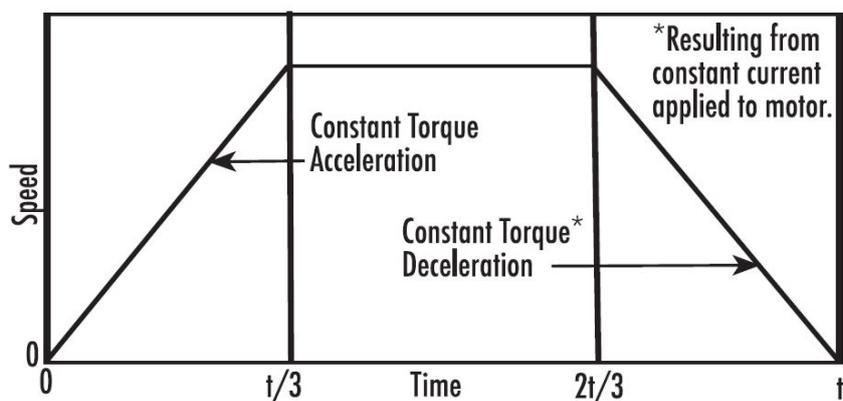


Figura F.7: Ponto ideal de funcionamento dum motor BDC [16]



(a) Perfil de velocidade para uma aceleração mínima necessária, ponto a ponto



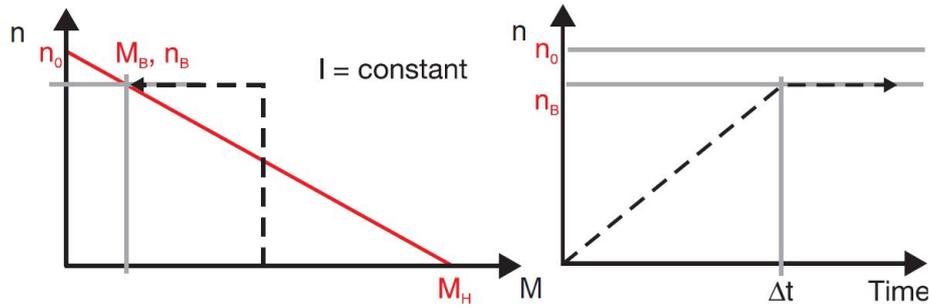
(b) Perfil de velocidade uma mínima dissipação de energia, ponto a ponto

Figura F.8: Perfis de velocidade, para dois tipos de aplicação ponto a ponto [17]

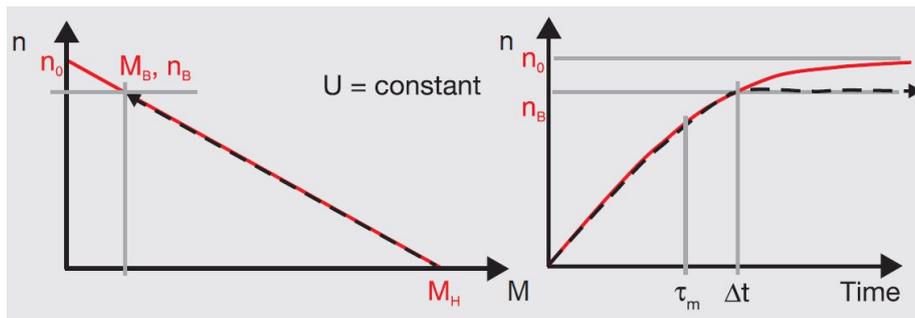
Se a dissipação de energia for de maior preocupação que a aceleração mínima, então um perfil de velocidade trapezoidal poderá ser usado, como pode se observar na figura F.8b [17]. Neste caso, a aceleração necessária encontra-se na equação F.16.

$$\alpha = \frac{4.5 \times \theta}{t^2} \times \left[\frac{rad}{sec^2} \right] \quad (F.16)$$

A aceleração dum motor, poderá ser tratada em dois processos, o de voltagem constante, ou seja, sem limite de corrente e o de corrente constante, ou seja, com limite de corrente.



(a) Processo de corrente constante



(b) Processo de tensão constante

Figura F.9: Processos de tratamento de aceleração angular : corrente constante e tensão constante [16]

No processo de corrente constante, haverá um limite de corrente, o que também, irá limitar o torque fornecido. No diagrama de velocidade n vs torque M na figura F.9a, a velocidade aumenta numa linha vertical, com um binário constante. A aceleração angular também é constante, simplificando o cálculo, esta por sua vez, é dada pela equação F.17.

$$\alpha = 10^4 \times \frac{k_M \times I}{J_R + J_L} = 10^4 \times \frac{M}{J_R + J_L} \quad (F.17)$$

Onde:

J_R - Momento de inércia do rotor

J_L - Momento de inércia da carga

k_M - Constante de torque

M - Torque

No caso da tensão constante, a velocidade aumenta a partir do binário de bloqueio (*Stall Torque*) ao longo da linha velocidade-torque, como ilustra a figura F.9b. Quanto mais rápido o motor gira, menor é a aceleração, aumentando lentamente a velocidade. Este aumento no tempo é exponencialmente, sendo definido pela constante mecânica τ_m , após este tempo, o rotor atinge 63% da velocidade nominal (sem carga), depois de três constantes mecânicas de tempo, o rotor atinge a velocidade nominal. A constante mecânica de tempo, com carga adicional J_L , é definida pela equação F.18. A aceleração angular máxima, com carga, é dada por a equação F.19.

$$\tau_m = 100 \times \frac{J_R \times R}{k_M^2} \quad (\text{F.18})$$

$$\alpha_{max} = 10^4 \times \frac{M_H}{J_R + J_L} \quad (\text{F.19})$$

Onde:

J_R - Momento de inércia do rotor

J_L - Momento de inércia do carga

k_M - Constante de torque [rad-s/mNm]

τ_m - Constante mecânica de tempo [ms]

M_H - Torque máximo [mNm]

α_{max} - Aceleração angular constante [rad/sec²]

F.1.2 Cálculo de velocidade com *encoder*

Nesta subsecção será abordado o tratamento matemático, para dedução da velocidade, por meio de um *encoder* óptico.

Serão tratados dois métodos para determinar a velocidade RPM:

- Método de medição de frequência: É o ideal para rápido movimento na ordem dos milhares de RPM.
- Método de medição do período: É ideal para medição de velocidades baixas na ordem das dezenas RPM [51].

Para soluções de Pulses Per Revolution (PPR) altas, é usado o método de medição da frequência, onde a velocidade RPM se calcula com a equação F.20 [51].

$$RPM = \frac{\frac{(Pulse-Frequency \text{ in pulses/sec}) \times (60 \text{ sec/min})}{(Sensor \text{ pulses/Revolution})}}{Gear \text{ Ratio}} = \frac{Revolutions}{Minute} \quad (\text{F.20})$$

Para soluções de PPR baixas, é usando o método de medição do período, onde a velocidade RPM se calcula com a equação F.21 [51].

$$RPM = \frac{\frac{60}{(PulsePeriod \times PPR)}}{GearRatio} = \frac{Revolutions}{Minute}, Frequency = \frac{1}{Period} \quad (F.21)$$

F.1.3 Caixa de Redução e de Aumento

Normalmente, em determinadas aplicações são usadas caixas redutoras ou de aumento (*Gear Box's*). Para sistemas com caixas, a sua escolha envolve o rácio, e este normalmente é um dos parâmetros mais relevantes.

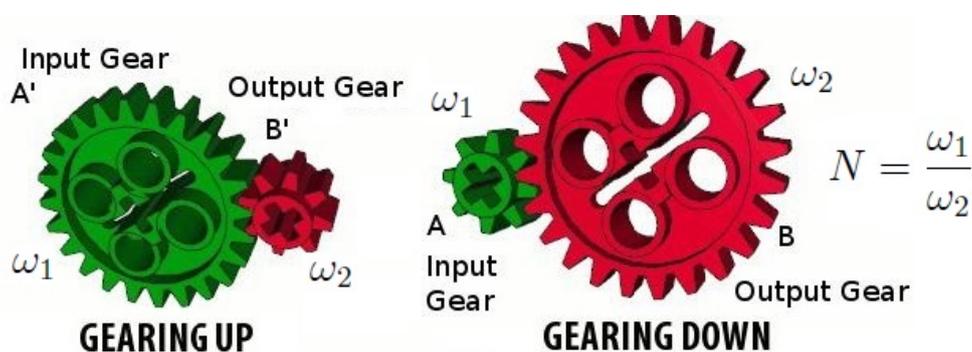


Figura F.10: Caixa de aumento e caixa redutora [18]

Na figura F.10 encontramos ilustrada uma simples explicação do acontecimento físico.

Uma caixa óptima que maximiza a aceleração do eixo de carga, para um determinado binário de entrada, é descrita na equação F.22.

$$\begin{aligned} (J_2 + N^2 \times J_1) \frac{d\omega_2}{dt} &= N \times T_m \\ \Leftrightarrow \frac{d\omega_2}{dt} &= \frac{N \times T_m}{J_2 + N^2 \times J_1}, N = \frac{\omega_1}{\omega_2} \\ \frac{d}{dN} \left(\frac{d\omega_2}{dt} \right) &= \frac{(J_2 + N^2 \times J_1) \times T_m - N \times T_m (2 \times N \times J_1)}{(J_2 + N^2 \times J_1)^2} = 0 \\ \Leftrightarrow N_{opt} &= \sqrt{\frac{J_2}{J_1}} \end{aligned} \quad (F.22)$$

Onde :

J_1 = Inércia do motor [Kg-m²]

J_2 = Inércia da carga [Kg-m²]

ω_1 = Velocidade angular de entrada, caixa redutora [rad/s]

ω_2 = Velocidade angular de saída, caixa redutora [rad/s]

N = Rácio da caixa redutora

T_m = Motor torque [Nm]
 N_{opt} = Rácio óptimo da caixa redutora

O máximo torque contínuo, fornece a carga máxima aplicada permanentemente ao veio de saída, se for excedido, a vida útil da caixa poderá ser muito reduzida. É causado pelo temperamento do lubrificante a altas temperaturas, podendo causar destruição dos componentes internos [16].

O torque intermitente é o valor que pode ser aplicada às engrenagens durante um curto período de tempo, sem causar danos [16].

A eficiência especificada é um valor máximo, que é válido para um torque máximo contínuo, a eficácia é grandemente reduzida para pequenas cargas, é dependente do estágio, mas não é afetada pela velocidade do motor [16].

O momento de inércia da engrenagem é fornecido no eixo do motor, sendo necessário calcular um binário adicional para a aceleração dos componentes da engrenagem, no caso de aplicações altamente dinâmicas [16].

F.2 Cinemática robô diferencial

O robô diferencial é a topologia de locomoção mais usada na robótica móvel, como ilustra a figura F.11. Este é composto por duas rodas, cujos veios passam pelo mesmo eixo, sendo o seu movimento controlado, variando independentemente a velocidade de cada uma das rodas, podendo ter uma roda livre.

Este tipo de topologia impede que sejam feitos movimentos de translação, segundo o eixo que passa pelos veios das rodas. Considerando que não existe escorregamento lateral, ou seja, a velocidade das rodas no ponto de contacto com o chão, é sempre perpendicular ao eixo que passa pelas mesmas, obtendo-se a equação F.23, que se encontra abaixo referenciada [20].

$$X(t)^T = (x(t)y(t)\theta(t)v(t)\omega(t)) \quad (\text{F.23})$$

Onde :

$x(t)$ = Posição eixo do x do ponto P
 $y(t)$ = Posição eixo do y do ponto P
 $\theta(t)$ = Ângulo em relação ao eixo do X
 $v(t)$ = Velocidade linear
 $\omega(t)$ = Velocidade angular

A velocidade linear de cada roda é determinada pela relação entre a velocidade angular $\omega_E(t)$, $\omega_D(t)$ e o raio ideal de cada roda r_E e r_D , esta por sua vez, é dada pela equação F.24.

A velocidade linear $v_E(t)$ e $v_D(t)$ e a velocidade angular $\omega_E(t)$ e $\omega_D(t)$ são representadas pela equação F.25, onde b é a distância ideal entre rodas.

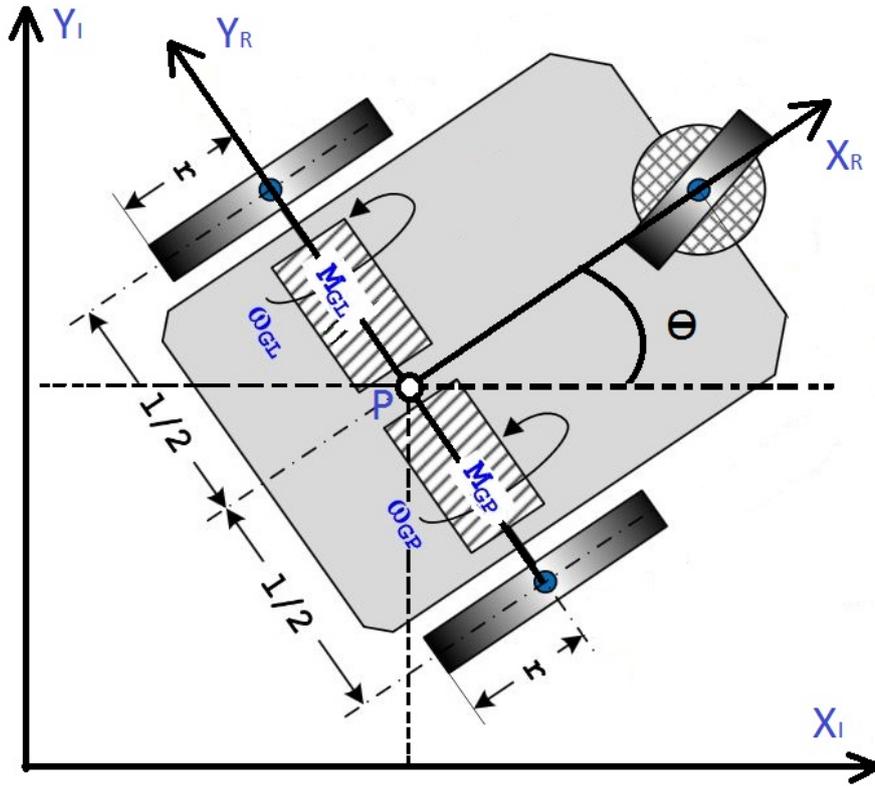


Figura F.11: Robô diferencial, fonte adaptada de [19] e [20]

$$V_E(t) = \omega_E(t) \times r_E; V_D(t) = \omega_D(t) \times r_D \quad (F.24)$$

$$v = \frac{V_D + V_E}{2} = \frac{\omega_D(t) \times r_D + \omega_E(t) \times r_E}{2}; \omega = \frac{V_D - V_E}{b} = \frac{\omega_D(t) \times r_D - \omega_E(t) \times r_E}{b} \quad (F.25)$$

Sabendo as equações F.24 e F.25, sabe-se que as velocidades angulares a aplicar em cada roda, são representadas pela equação F.26.

$$\omega_E = \frac{v - (\frac{b}{2}) \times \omega}{r_E}; \omega_D = \frac{v + (\frac{b}{2}) \times \omega}{r_E} \quad (F.26)$$

Pode-se expressar com as equações F.27, F.28 e F.29, a evolução das variáveis características do modelo, ou seja, passando de graus de liberdade para o espaço de configurações \mathcal{R}^3 . Com a integração destas equações é possível obter a evolução temporal do vetor de posição da pose do robô, sendo possível a extração da estimação da pose do robô ao longo do tempo [52].

$$\dot{x} = \frac{r \times \cos(\theta(t))}{2} \times \omega_E + \frac{r \times \cos(\theta(t))}{2} \times \omega_D \quad (\text{F.27})$$

$$\dot{y} = \frac{r \times \sin(\theta(t))}{2} \times \omega_E + \frac{r \times \sin(\theta(t))}{2} \times \omega_D \quad (\text{F.28})$$

$$\omega \equiv \dot{\theta} \frac{R}{b} \times \omega_D - \frac{R}{b} \times \omega_E \quad (\text{F.29})$$

F.3 Seleção de motor: Considerações e dimensionamento

Nesta secção serão tratadas as considerações a ter na selecção dum motor e as equações destinadas a esse fim.

As duas principais considerações a ter na escolha dum motor, para uma determinada aplicação, são o torque e a velocidade.

Normalmente, os fabricantes de motores disponibilizam as seguintes especificações [13]:

Especificações Mecânicas : Constante de tempo mecânica; Velocidade com carga nominal; Torque nominal; Momento de atrito; Velocidade sem carga; Dimensões e peso; Aceleração sem carga; Potência nominal de saída; Constante de amortecimento; Momento de inércia da armadura.

Especificações Eléctricas: Constante Eléctrica; Resistência e indutância da armadura; Potência de entrada; Resistência e indutância do campo.

Especificações Gerais: Tempo de vida das escovas; Características de transferência de calor; Métodos de acoplamento; Configurações de montagem; Temperatura ambiente e outras condições ambientais.

Numa aplicação típica dum controlo de movimento, em que seja necessário superar a força de atrito da carga e mover uma massa, durante uma certa distância e num tempo específico, deve-se ter em conta, o momento de inércia, torque e potência. Para um melhor desempenho, o momento de inércia da carga deverá ser semelhante à inércia do motor. Quando existe uma caixa reductora entre a carga e o motor a inércia refletida será J_L/N^2 , onde N é o rácio da caixa.

Um motor terá de fornecer um torque T_M necessário para superar o atrito e mover uma carga, durante uma distância x e num tempo t (s), equação F.30 [13].

$$T_M = \frac{1}{N} \times [T_f + \alpha(J_L + N^2 \times J_M)], \alpha = \frac{2 \times x}{t^2} \quad (\text{F.30})$$

Onde:

T_M = Torque motor ;

T_f = Torque atrito ;

N = Rácio Caixa reductora ;

J_L = Momento de inércia da carga ;

J_M = Momento de inércia do motor ;

α = Aceleração ;

x = Distância;

t = Tempo ;

Também, tem de se ter atenção à velocidade, ou seja, o produto do torque com a velocidade, em que este é a potência. A potência necessária para mover uma carga é descrita na equação F.31 [13].

$$P = P_f + P_a = T_f \times \omega + J_L \times \alpha \times \omega; (P_a)_{max} = \frac{4 \times J_L \times x^2}{t^3} \quad (\text{F.31})$$

Onde:

ω = Velocidade angular ;

T_f = Torque atrito ;

J_L = Momento de inércia da carga;

P = Potência total necessária para mover uma carga;

P_a = Potência (aceleração de uma carga);

P_f = Potência de atrito;

x = Distância;

t = Tempo ;

A temperatura em estado estacionário é dada pela equação F.32 [53].

$$T_{inc} = I^2 \times R \times (R_{th1} + R_{th2}) \quad (\text{F.32})$$

Onde:

T_{inc} = Aumento de temperatura;

I = Corrente de consumo ;

R = Resistência da armadura ;

R_{th1} = Resistência térmica dos enrolamentos do rotor, para a caixa do motor;

R_{th2} = Resistência térmica da caixa para o ambiente;

De seguida, será abordado uma simples aplicação para seleção dum motor, para um carro de *golf*.

Assumindo que o carro tem uma massa [M] de 300kg , de zero a uma velocidade de 15 [Km/h], a uma inclinação [I] de 20 % em 10 segundos.

A velocidade linear é dada pela equação F.33.

$$V = \frac{15000}{3600} = 4.2 \left[\frac{m}{seg} \right] \quad (\text{F.33})$$

A constante de aceleração é definida pela equação F.34.

$$\alpha = \frac{V}{t} = \frac{4.2}{10} = 0.42 \left[\frac{m}{seg^2} \right] \quad (F.34)$$

O caminho percorrido é representado pela equação F.35.

$$X = \frac{1}{2} \times \alpha \times t^2; X = \frac{1}{2} \times 0.42 \times 10^2 = 21[m] \quad (F.35)$$

A altura de subida máxima é definida pela equação F.36.

$$H = I \times X = 0.2 \times 21[m] \quad (F.36)$$

A energia total é definida pela equação F.37.

$$E_{tot} = M \times \left(\frac{1}{2} \times V^2 + t \times H \right) = 300 \times (0.5 \times 4.2^2 + 10 \times 4.2) = 15246 [Joules] \quad (F.37)$$

A potência total necessária é representada pela equação F.38.

$$P_{tot} = \frac{E_{tot}}{t} = 1525 \left[\frac{Joules}{seg} \right] [W] \quad (F.38)$$

Para uma situação, em que se seleccione baterias de 24 [V] e considerando uma eficiência dum motor de 75 %, a potência eléctrica é descrita pela equação F.39, como também a corrente máxima para esta aplicação.

$$P_e = \frac{1525}{0.75} = 2033 [W]; I_{MOTOR} = \frac{2033}{24} = 85 [A] \quad (F.39)$$

F.4 Sumário

Neste apêndice foi abordado o modelo matemático do motor BDC, as características principais e as suas principais equações, em que facilmente se consegue ter um modelo para dimensionar o seu controlo .

Foram analisados dois tipos de controlo , o de armadura e o de campo, sendo descritos por diagramas de blocos. O que será utilizado, no âmbito desta dissertação, será o de controlo por armadura.

Foram abordados os parâmetros velocidade/tensão, corrente/binário e potências, sendo representadas por diagramas e gráficos que melhor as caracterizam.

Foram descritas formas de calcular a velocidade, usando pulsos dum *encoder* óptico, métodos de medição da frequência e o método de medição do período.

Foram abordadas as caixas de engrenagens, contando com a caixa redutora e a de aumento. O típico na utilização é a caixa redutora, tendo em conta a necessidade de binário.

Demonstrou-se matematicamente o modelo de locomoção dum robô diferencial, que vai ser implementado no firmware do power drive, no âmbito desta dissertação.

Foram descritos os passos de seleção de motores para determinadas aplicações, tendo em conta as especificações mecânicas e eléctricas dum motor.

Apêndice G

LabView - GUI PID de Velocidade

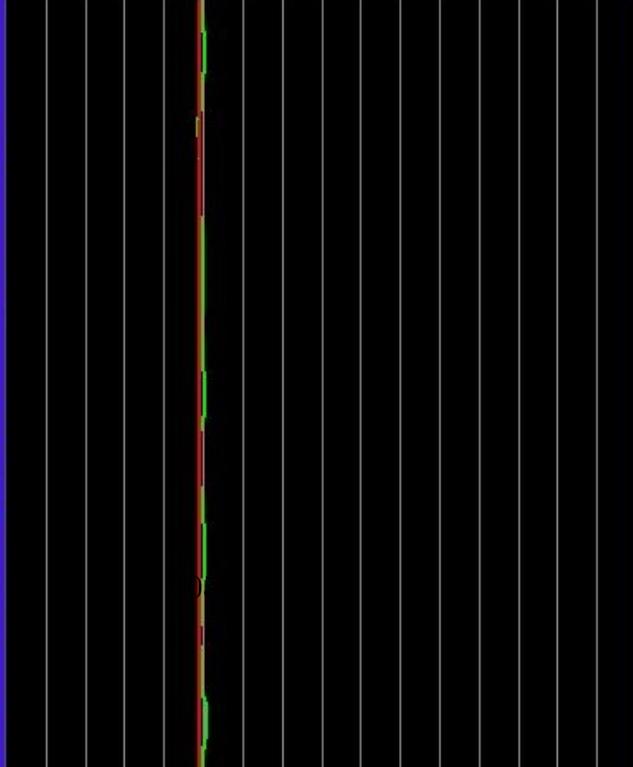
ER DRIVE

PID VELOCIDADE

BRUNO MARTINS

REF RPM SHAFT
RPM SHAFT

CREF RPM/m **2215** ERRO **9** RPS **36,77** Rad/S **5,85** Deg/S **335,28**



14:48:55,37
30/09/2015

Time

REFERENCIA RPM

CREF RPM **2215**

PID

Kp: 0,0994900
Ki: 0,00026
Kd: 0,00000

VISA resource name: %COM1

SEND COMUNICACAO STOP

