

PM

Projeto de uma Mota Elétrica

PROJETO DE MESTRADO

Fábio Dinarte Fernandes Vasconcelos

MESTRADO EM ENGENHARIA ELETROTÉCNICA-TELECOMUNICAÇÕES



UNIVERSIDADE da MADEIRA

A Nossa Universidade

www.uma.pt

fevereiro | 2019

Projeto de uma Mota Elétrica

PROJETO DE MESTRADO

Fábio Dinarte Fernandes Vasconcelos

MESTRADO EM ENGENHARIA ELETROTÉCNICA-TELECOMUNICAÇÕES

ORIENTAÇÃO

João Dionísio Simões Barros

Resumo

Com o passar dos anos tem-se verificado o crescente consumo de combustíveis fósseis no sector dos transportes e o conseqüente aumento dos níveis de poluição atmosférica e diminuição das suas reservas. Uma das soluções para estes problemas, é a utilização de veículos elétricos, visto que são “amigos do ambiente”, podendo regenerar a sua energia através de energias renováveis.

Face aos problemas citados anteriormente, este projeto consiste na conversão de uma mota com motor a combustão interna para uma mota elétrica.

Para este projeto, selecionou-se um motor de corrente contínua de ímanes permanentes com escovas, seis baterias VRLA (*Valve Regulated Lead-acid*) e desenvolveu-se um conversor redutor/elevador bidirecional capaz de fazer o controlo da corrente do motor e implementar travagem regenerativa.

O microcontrolador utilizado neste projeto foi o TMS320F28379D *Dual-Core* Delfino de dois processadores, no qual explorou-se a partilha de informação interprocessador.

Verificou-se nas simulações e na parte experimental que o controlo de corrente por histerese funcionou de forma correta pois a corrente convergiu para o valor de referência imposto, no entanto, observou-se durante a situação de carga máxima maior dificuldade por parte do controlador para controlar a corrente do motor dependendo da frequência de comutação utilizada.

Palavras-chave:

Mota elétrica, Motor PMDC, Comunicação interprocessador, Controlador por histerese, Conversor redutor/elevador bidirecional.

Abstract

Over the years there has been a growing consumption of fossil fuels in the transport sector and the consequent increase in levels of air pollution and future depletion of its reserves. One solution to these problems is the use of electric vehicles, since they are "environment friendly" and can regenerate their energy through renewable energies.

In view of the problems mentioned above, this project consisted in the conversion of a motorcycle with a combustion engine to a fully electric motorcycle.

For this project, a permanent magnet DC motor with brushes was chosen together with six VRLA (Valve Regulated Lead-Acid) batteries to power it. A buck/boost bidirectional converter was implemented capable of controlling the motor current and employing regenerative braking.

The microcontroller used was the Dual-Core Delfino TMS320F28379D, on which interprocessor communication was explored.

It was verified in the simulations and in the experimental part that the current control by hysteresis worked correctly because the current converged to the imposed reference value, however, it was observed during the maximum load situation a greater difficulty on the part of the controller to control the motor current depending on the switching frequency used.

Keywords:

Electric motorcycle, PMDC Motor, Interprocessor communication, Hysteresis controller, Buck/boost bidirectional converter.

Agradecimentos

Ao meu orientador, Professor Dionísio Barros, por toda a ajuda prestada e conhecimento transmitido.

Ao Filipe Santos e Jorge Lopes pelo apoio prestado durante a construção das estruturas metálicas necessárias para a colocação do motor elétrico e baterias na mota.

Aos colegas Pedro Correia e Mário Pereira pelos conselhos prestados.

Aos meus colegas e amigos ao longo dos anos de aprendizagem na Universidade da Madeira.

Aos docentes da Universidade da Madeira por todo o conhecimento transmitido.

Aos meus pais e família.

À minha namorada, companheira e amiga por todo o apoio e ajuda que me deu ao longo deste percurso.

A todos, muito obrigado.

Lista de abreviaturas

AC - *Alternating Current* (corrente alternada)

BLDC - *Brushless DC Motor* (motor DC de ímanes permanentes sem escovas)

DC - *Direct Current* (corrente contínua)

DoD - *Depth of discharge* (estado de carga)

EV - *Electric Vehicle* (veículo elétrico)

f.c.e.m. - Força Contraeletromotriz

f.e.m. - Força Eletromotriz

MOSFET - *Metal Oxide Semiconductor Field Effect*

NiCd - níquel-cádmio

NiMH - hidreto metálico de níquel

Pb - chumbo-ácido

PID - Proporcional-Integral-Derivativo

PMDC - Permanent Magnet DC Motor (motor DC de ímanes permanentes com escovas)

PWM - *Pulse Width Modulation*

SoC - *State of Charge* (estado de carga)

VRLA - *Valve-Regulated Lead-Acid* (bateria de chumbo-ácido reguladas por válvulas)

Índice

Resumo	i
Abstract	iii
Agradecimentos	v
Lista de abreviaturas	vii
Índice de figuras	xiii
1 Introdução	1
1.1 Motivação	1
1.2 Objetivos	2
1.3 Organização e conteúdos	3
2 Revisão da bibliografia.....	4
2.1 Motas elétricas	4
2.2 Máquinas elétricas	8
2.2.1 Motores DC.....	10
2.2.1.1 Motor DC de excitação série	10
2.2.1.2 Motor DC de ímanes permanentes com escovas	12
2.2.1.3 Motor DC de ímanes permanentes sem escovas	13
2.2.2 Motores AC.....	15
2.3 Baterias	16
2.3.1 Baterias de chumbo-ácido	18
2.3.2 Baterias de níquel-cádmio	19
2.3.3 Baterias de hidreto metálico de níquel.....	20
2.3.4 Baterias de iões de lítio	21
2.4 Controladores.....	22
2.4.1 Controlo por histerese	22
2.4.2 Controlador PWM	23

2.5	Conversores.....	23
2.5.1	Conversor Redutor/Elevador	23
2.5.2	Conversor em ponte H.....	24
2.6	Travagem regenerativa	25
3	Modelo e controlo da mota eléctrica	27
3.1	Motor DC.....	27
3.2	Descrição do conversor DC-DC redutor.....	31
3.3	Descrição do conversor DC-DC elevador	34
3.4	Controlo do motor.....	35
4	Simulações da mota eléctrica	39
4.1	Simulações em malha aberta.....	39
4.2	Simulações com controlo de corrente	42
5	Implementação da mota eléctrica.....	51
5.1	Conversor redutor/elevador bidirecional.....	51
5.2	Caraterísticas das baterias.....	53
5.3	Sensores	54
5.3.1	Sensor de corrente	54
5.3.2	Acelerador eléctrico.....	55
5.4	Microcontrolador utilizado para controlar a mota eléctrica	57
5.4.1	Comunicação interprocessador	58
5.4.1.1	RAM de mensagens.....	58
5.4.1.2	Registos IPC	58
5.4.1.3	<i>Flags</i> e interrupções IPC.....	59
5.4.2	Modulo de expansão de interrupções - PIE	59
5.4.3	Periférico de modulação PWM	63
5.4.3.1	Submódulo <i>Time-Based</i> (TB).....	64
5.4.3.2	Submódulo <i>Event Trigger</i> (ET).....	67

5.4.4	Sistema de conversões analógico para digital.....	68
5.5	Programação do microcontrolador	71
5.5.1	Algoritmo do CPU1	71
5.5.2	Algoritmo do CPU2	74
5.6	<i>Driver</i> utilizado na mota elétrica	77
5.7	Sistema de controlo.....	79
5.8	Mota elétrica e modificações à sua estrutura	83
6	Resultados experimentais.....	87
6.1.1	Sistema em malha aberta.....	87
6.1.2	Controlo de corrente em malha fechada.....	88
6.1.3	Testes de velocidade.....	91
7	Conclusões	93
7.1	Conclusões do projeto.....	93
7.2	Perspetivas de trabalhos futuros	98
	Referências	99
	Apêndices.....	107
	Apêndice A – Algoritmo para controlo de corrente por histerese usado na simulação	107
	Apêndice B – Algoritmo do CPU1	109
	B.1 Inicialização de recursos do CPU1	109
	B.2 Inicialização das portas GPIO.....	109
	B.3 Inicialização e mapeamento das interrupções	109
	B.4 Transferência de controlo do ePWM2, ADCA, ADCB e ADCC para o CPU2	110
	B.5 CPU2 avisa CPU1 que as suas configurações estão prontas	110
	B.6 Recebe o tamanho do buffer das variáveis e entra em modo idle	110
	B.7 Função que recolhe os dados guardados na memória RAM partilhada	111

Apêndice C – Algoritmo do CPU2.....	113
C.1 Inicialização dos recursos do sistema	113
C.2 Inicialização e mapeamento das interrupções	113
C.3 Configuração das ADC	114
C.4 Configuração do ePWM.....	115
C.5 Envio do tamanho do buffer para o CPU1 e aviso que as configurações estão terminadas	115
C.6 Inicia o ePWM e entra em modo idle	115
C.7 Envio dos dados obtidos no CPU2 para o CPU1	116
Apêndice D – Características da mota elétrica desenvolvida	117

Índice de figuras

Figura 1-1 - Gráfico da previsão das reservas futuras de petróleo, gás e carvão [2].	1
Figura 2-1 - Primeira patente de uma mota elétrica registada: a) estrutura metálica; b) motor elétrico [9].	6
Figura 2-2 - Ilustração da mota elétrica publicada na revista científica Popular Mechanics, em 1911 [10].	6
Figura 2-3 – Mike Corbin pilota a mota elétrica Quick Silver em 1974 e estabelece o recorde de velocidade terrestre de 266.165 km/h [12].	7
Figura 2-4 - Primeira scooter elétrica produzida em massa pela Peugeot [13].	7
Figura 2-5 - Scooter elétrica VX-2 da Vectrix [14].	7
Figura 2-6 - Mota elétrica desportiva LS-218 da Lightning Motorcycles [15].	8
Figura 2-7 – Classificação de alguns motores elétricos de acordo com o tipo de fonte de alimentação [16].	9
Figura 2-8 – Histograma do tipo de motores elétricos mais utilizados em conversões de motas elétricas [17].	10
Figura 2-9 – Esquema elétrico de um motor DC de excitação série [18].	11
Figura 2-10 - Motor DC de excitação série ME-1002 [21].	12
Figura 2-11 - Motor PMDC ME-0708 [25].	13
Figura 2-12 – Motor BLDC HPM 5000 da Golden Motors [27].	14
Figura 2-13 - Motor hub BLDC da Kelly [28].	15
Figura 2-14 - Motor assíncrono trifásico AC-20 da HPEVS [33].	16
Figura 2-15 – Relação entre densidade de energia específica e densidade de energia volumétrica de algumas baterias recarregáveis [35].	18
Figura 2-16 - Bateria de chumbo-ácido de descarga profunda [36].	18
Figura 2-17 - Pack de baterias NiCd [38].	20
Figura 2-18 - Pack de baterias NiMH [39].	20
Figura 2-19 - Pack de baterias de Li-ion [40].	21
Figura 2-20 – Comportamento da corrente com controlo por histerese [41].	22
Figura 2-21 – Modulação PWM [42].	23
Figura 2-22 – Conversor redutor/elevador [43].	24
Figura 2-23 – Conversor em ponte H [45].	25
Figura 3-1 – Motor de corrente contínua com comutador e escovas [47].	27

Figura 3-2 – Princípio de funcionamento do motor PMDC [48].	28
Figura 3-3 – Regra da mão esquerda de Flemming, utilizada nos motores elétricos [48].	28
Figura 3-4 – Esquema elétrico do motor PMDC [49].	29
Figura 3-5 – a) Circuito de um conversor redutor; b) Comutador ligado na posição 1; c) Comutador ligado na posição 2 [23].	31
Figura 3-6 – Comportamento da tensão e corrente da bobina de acordo com a comutação efetuada [50].	33
Figura 3-7 – a) Conversor DC-DC elevador; b) com comutador na posição 1; c) com comutador na posição 2 [50].	34
Figura 3-8 – Comportamento da tensão e corrente da bobina de acordo com a comutação [50].	35
Figura 3-9 – Conversor redutor/elevador bidirecional.	36
Figura 3-10 – Conversor em modo redutor com o MOSFET M1 fechado.	36
Figura 3-11 – Conversor em modo redutor com o MOSFET M1 em aberto.	37
Figura 3-12 – Conversor em modo elevador com o MOSFET M1 fechado.	37
Figura 3-13 – Conversor em modo elevador com o MOSFET M2 em aberto.	38
Figura 4-1 - Motor DC de ímãs permanentes utilizado neste projeto, ME-1003 [52].	39
Figura 4-2 – Modelo da simulação do motor em malha aberta.	40
Figura 4-3 – Resultado obtido da simulação do motor em malha aberta.	41
Figura 4-4 – Modelo de simulação do controlo de corrente do conversor redutor/elevador bidirecional.	42
Figura 4-5 – Interior da submáscara do bloco Controlador.	43
Figura 4-6 - Valores de corrente e velocidade a uma frequência de comutação de 50 kHz e aplicando carga máxima.	44
Figura 4-7 – Simulação da corrente e velocidade, para uma frequência de comutação de 25 kHz e aplicação de carga máxima.	45
Figura 4-8 - Simulação da corrente e velocidade, para uma frequência de comutação de 250 kHz e aplicação de carga máxima.	46
Figura 4-9 - Simulação do controlo de corrente em carga máxima com uma frequência de comutação de 25 kHz e utilizando uma bobina de 500 μ H.	47
Figura 4-10 – Simulação do controlo de corrente sem carga aplicada.	48

Figura 4-11 – Simulação do sistema com travagem regenerativa.....	49
Figura 4-12 – Estado de carga da bateria durante a travagem regenerativa.	50
Figura 4-13 – Resposta do sistema para várias correntes de referência.	50
Figura 5-1 - Conversor redutor/elevador desenvolvido.....	51
Figura 5-2 – MOSFET IRFP4568 [56].	52
Figura 5-3 – Bateria VRLA de 12 V e 18 Ah [58].	53
Figura 5-4- Sensor de corrente LEM HTFS-400 [59].	54
Figura 5-5 – Dimensionamento dos componentes para o funcionamento do sensor de corrente [23].	54
Figura 5-6 – Divisor de tensão para diminuir a tensão à saída do sensor de corrente.	55
Figura 5-7 – Acelerador elétrico com sensor de efeito de Hall.	56
Figura 5-8 - Divisor de tensão para diminuir a tensão à saída do acelerador.	56
Figura 5-9 - Ligação das baterias ao conversor através do interruptor do acelerador.	56
Figura 5-10 – Ligação do interruptor do acelerador ao relé que conecta as baterias ao conversor [60].	57
Figura 5-11 - LAUNCHXL-F28379D [61].	57
Figura 5-12 - Sistema de flags e interrupções IPC. [62].	59
Figura 5-13- Grupos de interrupções do módulo PIE [64].	60
Figura 5-14 - Agrupamento das interrupções menos significativas do módulo PIE [64].	61
Figura 5-15 - Agrupamento das interrupções mais significativas do módulo PIE [64].	61
Figura 5-16 - Percurso de propagação de uma interrupção desde o módulo PIE até alcançar o núcleo do processador [62].	62
Figura 5-17 – Submódulo do ePWM [62].	64
Figura 5-18 – Exemplo de uma contagem crescente com um TBPRD = 4 [62].	67
Figura 5-19 – Módulo de ativação de eventos (ET) e suas ligações [62].	67
Figura 5-20 – Fluxograma do principal algoritmo do CPU1.	72
Figura 5-21 - Algoritmo de interrupção IPC do CPU1.	73
Figura 5-22 - Fluxograma do algoritmo principal do CPU2.	74
Figura 5-23 - Fluxograma da interrupção causada pelas ADC no CPU2.	75

Figura 5-24 – Esquema elétrico do driver SKH22A [65].	77
Figura 5-25 – Circuito de condicionamento do driver SKH22A.	79
Figura 5-26 - Esquemático dos componentes utilizados na placa impressa do driver.	80
Figura 5-27 – Desenho do circuito impresso criado para o driver SKH22A.....	80
Figura 5-28 - Circuito de condicionamento do Delfino F28379D.	81
Figura 5-29 – Esquemático dos módulos que compõem a placa impressa do Delfino F28379D.....	82
Figura 5-30 - Diagrama do circuito impresso desenhado para a utilização do microcontrolador Delfino F28379D.....	82
Figura 5-31 –Circuito do driver e do microcontrolador em plataforma vertical.	82
Figura 5-32 - Interruptor utilizado para ligar a bateria auxiliar de +12V ao driver e ao microcontrolador.....	83
Figura 5-33 - Ligação dos cabos do interruptor do punho esquerdo à placa impressa do driver e do microcontrolador.....	83
Figura 5-34 - Suporte para utilizar o motor PMDC na mota.	84
Figura 5-35 - Resultado da conversão da mota.	84
Figura 5-36 – Esquemático do sistema da mota elétrica.....	85
Figura 6-1 – Circuito de teste do motor sem controlo de corrente.....	87
Figura 6-2 – Teste feito com o motor sem controlo de corrente.	87
Figura 6-3 – Teste da mota em carga máxima com frequência de comutação de 50 kHz.	88
Figura 6-4 – Teste da mota em carga máxima com frequência de comutação de 25 kHz.	89
Figura 6-5 – Controlo de corrente sem carga.....	90
Figura 6-6 – Teste da mota durante aceleração e durante travagem regenerativa...91	
Figura 6-7 - Gráfico da velocidade instantânea da mota elétrica em função do tempo para uma distância percorrida de 119 m.	92

1 Introdução

Neste capítulo apresentam-se as motivações para a realização deste projeto, bem como os objetivos pretendidos. É também feita uma breve descrição da organização e do conteúdo de cada capítulo.

1.1 Motivação

Nos dias de hoje, o petróleo é o recurso energético mais consumido em todo o mundo, sobretudo como combustível no sector dos transportes.

Na última década, registou-se a diminuição das reservas mundiais de combustíveis de origem fóssil com o aumento progressivo do consumismo humano, e estima-se o seu esgotamento dentro de poucas décadas.

Dentre outros impactos do excessivo consumo de energia fóssil, destaca-se o aumento da emissão de gases poluentes que geram problemas como o efeito de estufa, o aquecimento global e sérios riscos à saúde pública [1].

A Figura 1-1 mostra as projeções futuras das reservas mundiais de petróleo, carvão e gás natural.

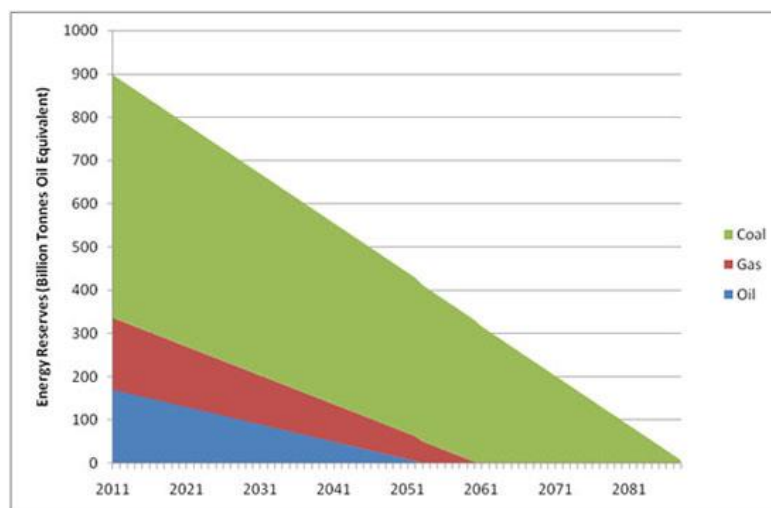


Figura 1-1 - Gráfico da previsão das reservas futuras de petróleo, gás e carvão [2].

Portugal é, ainda, um país com escassos recursos energéticos próprios, o que conduz a uma elevada dependência energética externa e, conseqüentemente, a uma maior vulnerabilidade económica devido às constantes flutuações dos preços dos combustíveis [1].

Torna-se, então, um desafio arranjar soluções viáveis para todos estes problemas. Algumas das respostas com maior potencial consistem no aumento da produção de energia limpa (ex. energia eólica, hidráulica, solar) e na utilização de meios de transporte elétricos.

Portugal tem sido um exemplo na promoção à mobilidade elétrica. O governo português tem incentivado a aquisição de veículos elétricos (EVs), através da atribuição de benefícios financeiros e fiscais, e investido na rede nacional de carregadores elétricos. Outra estratégia de descarbonização passa pela substituição de toda a frota da Administração Pública por veículos de emissão zero ou de baixas emissões até 2030, e pela proibição da venda de veículos responsáveis por emissões de dióxido de carbono a partir de 2040 [3].

Tendo em conta estas medidas, a escolha pela conversão de veículos com motor de combustão em veículos totalmente elétricos será seguramente uma solução viável para o futuro. Para além de promover a reciclagem de veículos convencionais, permite também a sua transformação em veículos ecológicos, modernos e económicos [4].

1.2 Objetivos

Os objetivos deste projeto consistem na conversão de uma mota com motor a combustão interna numa mota totalmente elétrica, estando inerentes todas as fases deste processo, tais como:

- Revisão do estado da arte sobre as motas elétricas e seus componentes essenciais;
- Simulação do modelo da mota elétrica na ferramenta de simulação *Matlab/Simulink*;
- Criação de um conversor para o motor elétrico escolhido com funcionalidade de travagem regenerativa;
- Programação do microcontrolador escolhido com implementação de comunicação interprocessador;
- Desmontagem da mota escolhida e montagem do novo sistema;
- Teste ao desempenho da mota elétrica criada;
- Comparação dos resultados experimentais com as simulações efetuadas.

1.3 Organização e conteúdos

Este documento está organizado em sete capítulos.

No Capítulo 1 apresentam-se as motivações para a realização deste projeto e os objetivos definidos, e descreve-se sumariamente a organização e conteúdo de cada capítulo.

No Capítulo 2 é feita a revisão da bibliografia existente sobre o tema deste projeto, sendo citados alguns estudos e projetos de motas elétricas. São apresentados os principais componentes de uma mota elétrica, nomeadamente, os motores elétricos e baterias mais utilizados em conversões elétricas, bem como alguns tipos de controladores e métodos de controlo do motor.

No Capítulo 3 apresentam-se alguns conceitos teóricos fundamentais à compreensão do funcionamento do motor elétrico escolhido, é descrito o funcionamento do conversor redutor/elevado bidirecional e como controlar o motor elétrico.

No Capítulo 4 apresenta-se o modelo de simulação da mota elétrica e os resultados das simulações realizadas em sistema de malha aberta, bem como com controlo de corrente em malha fechada.

No Capítulo 5 é explicada a implementação da mota elétrica e são apresentados o conversor, o sistema de controlo desenvolvido e o microcontrolador utilizado. É também neste capítulo que se mostram as modificações efetuadas à estrutura da mota.

No capítulo 6 apresentam-se os resultados experimentais que são, posteriormente, comparados com os resultados das simulações.

No Capítulo 7 são feitas as conclusões do projeto desenvolvido e apresentadas perspectivas de trabalhos futuros.

2 Revisão da bibliografia

Neste capítulo é realizada uma revisão da bibliografia das motos elétricas, citando-se alguns estudos e projetos desenvolvidos desde a sua invenção até à atualidade. Também são apresentados os principais constituintes de uma moto elétrica, sendo explicada a sua importância no funcionamento do sistema.

2.1 Motos elétricas

Uma moto elétrica é um veículo constituído essencialmente por um motor elétrico, uma unidade de armazenamento de energia (ex. baterias) e uma unidade de monitorização e controlo de parâmetros importantes do motor (ex. corrente, tensão, velocidade) apta para mantê-los dentro dos limites de segurança.

Os veículos elétricos (EVs) estiveram desde cedo na vanguarda dos meios de transporte. Contudo, esta tecnologia foi rapidamente ultrapassada pelos veículos com motor a combustão, devido a problemas relacionados com a baixa autonomia, tempo de carga elevado e custos muito elevados.

Graças aos avanços tecnológicos, os EVs são atualmente opções de mobilidade sustentáveis, que estão ganhando cada vez mais expressão nos mercados mundiais. Alguns dos benefícios de preferir os EVs relativamente aos veículos convencionais são [5], [6]:

- **Eficiência energética:** os EVs convertem entre 59%-62% da energia obtida através da rede elétrica em potência que é aplicada nas rodas. Em contrapartida, os veículos a combustão apenas convertem cerca de 17% a 21% da energia obtida a partir dos combustíveis de origem fóssil;
- **“Amigo” do ambiente:** o impacto ambiental dos EVs é nulo face aos veículos com motor de combustão, desde que o carregamento das suas baterias seja realizado a partir de fontes de energia renováveis, refletindo na redução das emissões de poluentes atmosféricos e na melhoria da qualidade do ar;
- **Benefícios de performance:** os motores elétricos são mais silenciosos que os motores a combustão, contribuindo para a diminuição da poluição sonora, sobretudo nos centros urbanos. Além disso, os motores elétricos não necessitam de tanta manutenção e têm melhor aceleração;

- **Custo de energia elétrica vs. custo de combustível:** um EV é mais económico que um veículo movido a combustível fóssil. Segundo um estudo da Universidade de Michigan dos EUA, o carregamento de um EV tem um custo médio de 485\$ por ano em gastos de eletricidade, enquanto que o abastecimento de um veículo movido a gasolina ronda em média os 1117\$ por ano nos EUA [7].

Embora a venda de veículos elétricos esteja a quebrar recordes ano após ano, esta tecnologia ainda tem alguns inconvenientes, tais como [5],[6]:

- Investimento inicial elevado;
- Autonomia limitada;
- Escassos postos de carregamento público;
- Ciclo de vida das baterias limitado;
- Sistema eletrónico complexo e dispendioso.

A invenção da mota elétrica remonta ao início do século XIX com o desenvolvimento dos primeiros EVs.

A primeira patente de uma mota elétrica foi registada a 31 de dezembro de 1895 pelo inventor norte-americano Ogden Bolton Jr.. Seria um veículo movido por um motor DC de escovas e ímanes permanentes de seis polos, capaz de suportar até 100 A a partir de uma bateria de 10 V. Contudo, esta ideia só foi posta em prática vários anos depois [8].

Na Figura 2-1 está ilustrado o aspeto do protótipo idealizado.

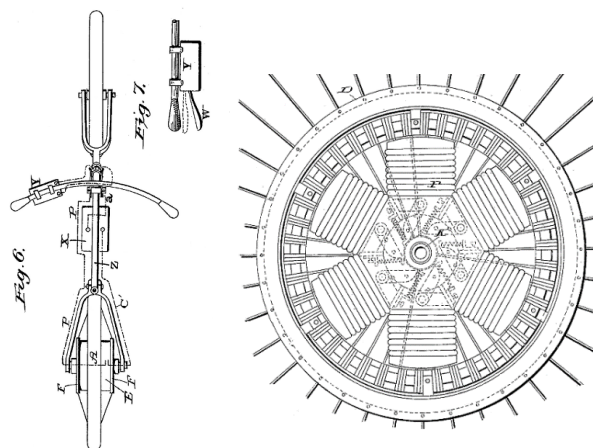
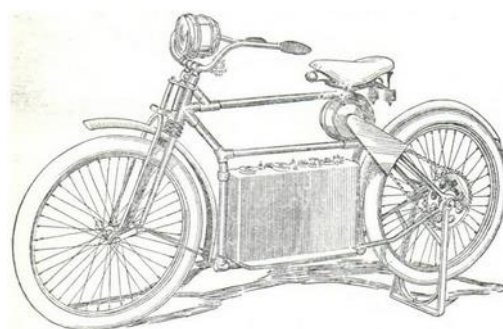


Figura 2-1 - Primeira patente de uma moto elétrica registada: a) estrutura metálica; b) motor elétrico [9].

Em 1911, a revista científica *Popular Mechanics* publica o artigo “*Electric Motorcycle*” sobre uma moto elétrica (Figura 2-2) com uma autonomia entre 121 km a 160 km e capaz de atingir uma velocidade máxima de 56 km/h. A bateria utilizada era de 12 V e pesava cerca de 91 kg [10].



Simplicity, Ease of Starting and Noiselessness in Operation are the Features of This Electric Motorcycle

Figura 2-2 - Ilustração da moto elétrica publicada na revista científica *Popular Mechanics*, em 1911 [10].

No início dos anos 1970, Mike Corbin pilota uma moto elétrica chamada *Quick Silver*, construída por si, e estabelece em 1974 o recorde de velocidade em terra de 266 km/h. Este recorde manteve-se durante mais de 30 anos.

Esta moto utilizava baterias de prata-zinco com um sistema de 120 V e dois motores de avião de combate chamados A4B. Aumentava-se a velocidade da moto introduzindo mais baterias ao sistema através de interruptores. Quando se atingia uma determinada velocidade com uma bateria de 12 V, outra bateria era adicionada em série e o sistema passava a funcionar a 24 V, providenciando uma velocidade superior. Este procedimento era efetuado até se atingir a velocidade máxima com os 120 V [11].

Na Figura 2-3 observa-se Mike Corbin a pilotar a mota elétrica *Quick Silver* em 1974.

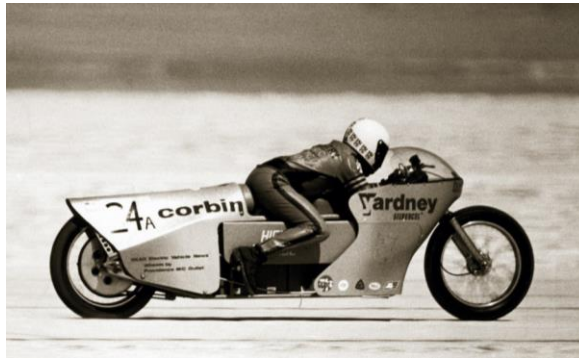


Figura 2-3 – Mike Corbin pilota a mota elétrica Quick Silver em 1974 e estabelece o recorde de velocidade terrestre de 266.165 km/h [12].

Em 1996 houve a primeira produção em massa de *scooters* elétricas pelo fabricante *Peugeot*, designadas de *Peugeot Scoot'Elec* (Figura 2-4). Estes modelos utilizavam baterias de níquel-cádmio e tinham uma autonomia de 40 km a 45 km/h [13].



Figura 2-4 - Primeira scooter elétrica produzida em massa pela Peugeot [13].

A *Vectrix* é uma empresa norte-americana e uma referência mundial das scooters elétricas. As características inovadoras do modelo VX-2 (Figura 2-5) valeram-lhe o título de melhor scooter elétrica do ano 2011 [14].



Figura 2-5 - Scooter elétrica VX-2 da Vectrix [14].

Foram valorizadas características como a autonomia, velocidade máxima, o preço, entre outros parâmetros, detalhadas na Tabela 2-1 [14].

Tabela 2-1 – Características do modelo VX-2 da Vectrix [14].

Alcance	Até 90 km
Velocidade	Até 45 km/h
Potência máxima	4 kW
Tempo de recarregamento	2-3 horas
Baterias	lões de Lítio (Li-ion) de 48 V, 2 kWh
Travagem regenerativa	Sim
Preço	Desde 4900 €

Em 2014 entra no mercado a mota elétrica LS-218 da *Lightning Motorcycles* (Figura 2-6), uma das motas mais rápidas da atualidade que consegue atingir uma velocidade máxima de 351 km/h [15].

Tem uma potência de 150 kW, um binário de 228 Nm e uma autonomia média de 160 km a uma velocidade de autoestrada [15].

Na Figura 2-6 observa-se a mota elétrica desportiva LS-218 [15].



Figura 2-6 - Mota elétrica desportiva LS-218 da *Lightning Motorcycles* [15].

2.2 Máquinas elétricas

Uma máquina elétrica é o principal elemento num sistema de propulsão e pode funcionar como motor ou gerador. Um motor elétrico converte energia elétrica em energia mecânica e um gerador elétrico executa o processo inverso.

As máquinas elétricas são, na sua forma mais básica, constituídas por um estator (parte fixa) e um rotor ou armadura (parte móvel). A interação entre os campos eletromagnéticos criados pelas bobinas e pelos enrolamentos induzidos resulta na rotação da máquina elétrica.

Os motores elétricos são, por norma, classificados pelo tipo de fonte de alimentação utilizado: motores AC (corrente alternada) ou motores DC (corrente contínua) [16].

Na Figura 2-7 tem-se um diagrama dos vários tipos de motores elétricos mais utilizados em veículos elétricos [16].

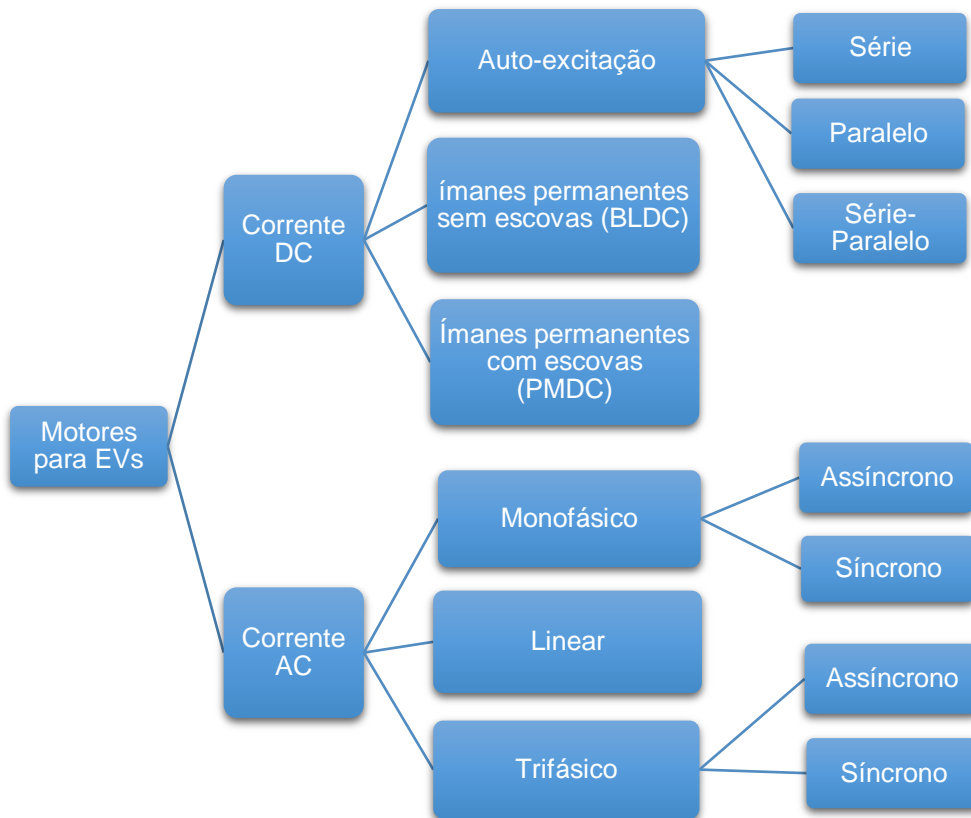


Figura 2-7 – Classificação de alguns motores elétricos de acordo com o tipo de fonte de alimentação [16].

Há uma vasta gama de máquinas elétricas no mercado com as mais variadas especificações e aplicações específicas. Como tal, a escolha apropriada do motor mais adequado para um projeto de conversão de um EV é fundamental, de modo a corresponder aos requisitos de performance pretendidos (ex. velocidade, potência, custo, dimensões).

Com base no sítio EV Album [17], onde constam centenas de conversões de veículos a combustão em EVs, realizadas por utilizadores de todo o mundo, criou-se um histograma de forma a obter uma representação gráfica dos tipos de motores elétricos mais utilizados nas conversões de motas elétricas.

O histograma da Figura 2-8 corresponde a uma amostra de 129 conversões de motas elétricas [17].

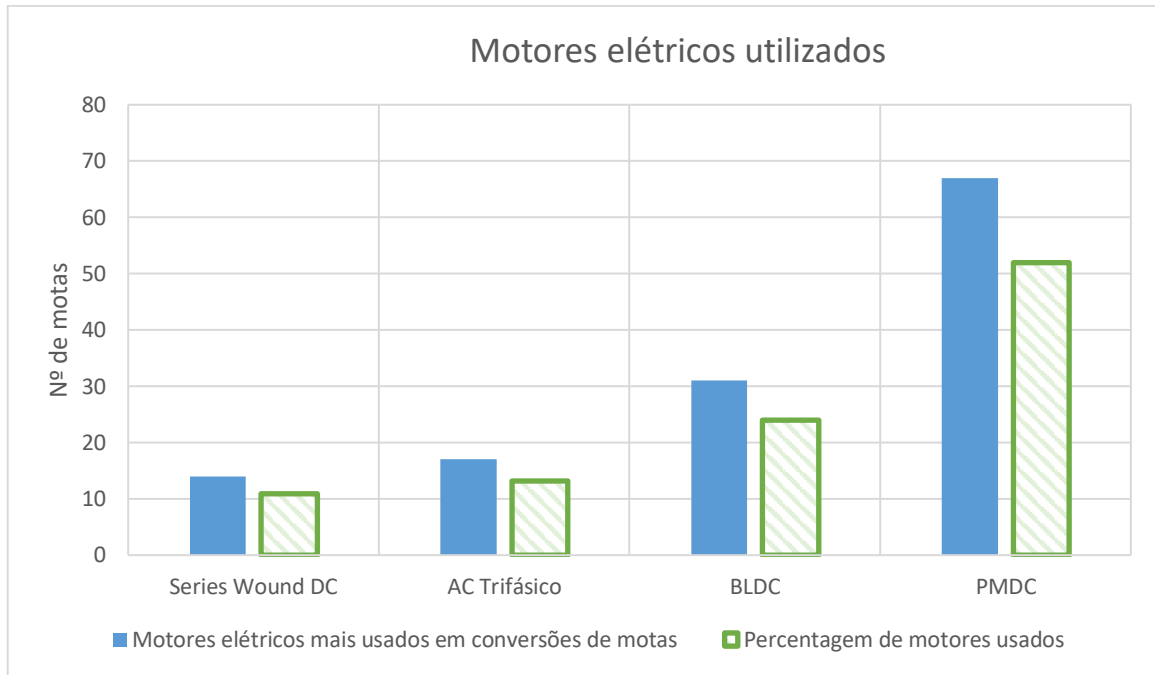


Figura 2-8 – Histograma do tipo de motores elétricos mais utilizados em conversões de motos elétricas [17].

Tendo em conta os resultados do histograma da Figura 2-8, neste capítulo são apenas abordados os tipos de motores elétricos mais comuns a um projeto de conversão de uma moto com motor a combustão para uma moto totalmente elétrica, económica e com eletrónica de potência simples.

2.2.1 Motores DC

Os motores elétricos de corrente contínua (DC) são constituídos por dois elementos essenciais: o estator e o rotor. Dependendo da configuração do motor, podem existir enrolamentos de campo (bobinas) na parte fixa e enrolamentos da armadura (induzidos) na parte móvel, ou apenas enrolamentos no rotor e ímanes permanentes no estator.

Existem várias maneiras de ligação dos motores DC e neste capítulo é dado maior ênfase aos motores de excitação série, de ímanes permanentes com escovas e de ímanes permanentes sem escovas.

2.2.1.1 Motor DC de excitação série

O motor DC de excitação série é composto por dois enrolamentos essenciais, mas também por um comutador e escovas.

Nestes motores os enrolamentos do indutor e enrolamentos do induzido estão ligados em série, sendo apenas necessário uma fonte de alimentação para o seu funcionamento.

Dado que os enrolamentos de campo são percorridos por correntes consideráveis, estes são constituídos por fio de secção elevada e um reduzido número de espiras, de modo a baixar a resistência do estator [16], [18].

Deste modo, a tensão de alimentação é praticamente toda entregue aos enrolamentos da armadura, fazendo com que o motor gire com um binário proporcional ao quadrado da corrente percorrida e com uma velocidade inversamente proporcional à corrente de excitação [19].

Na Figura 2-9, tem-se o esquema elétrico de um motor DC de excitação série [18].

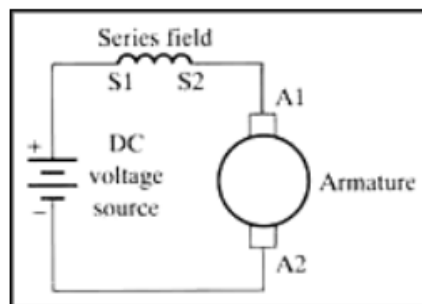


Figura 2-9 – Esquema elétrico de um motor DC de excitação série [18].

O controlo de velocidade destes motores pode ser feito através da variação da tensão ou do fluxo magnético a partir de uma resistência variável em paralelo com os enrolamentos de campo [18].

As principais vantagens e desvantagens de utilizar os motores DC de excitação série estão presentes Tabela 2-2.

Tabela 2-2 – Vantagens e desvantagens do motor DC de excitação série [16], [18] e [20].

Vantagens	Desvantagens
Binário elevado no arranque e em baixas rotações.	Menor rendimento que os motores de ímanes permanentes (para a mesma gama de potência).
Simplicidade do controlador de velocidade.	Sistema de controlo da velocidade pouco eficiente.
Capacidade de operar em situações de sobrecarga mecânica.	Em situações de carga reduzida ou nula, a velocidade do motor pode aumentar ilimitadamente até à sua destruição.
	Manutenção frequente devido ao desgaste das escovas e comutadores.

A Figura 2-10 mostra um motor DC de excitação série ME-1002 da *Motenergy Electric* [21].



Figura 2-10 - Motor DC de excitação série ME-1002 [21].

2.2.1.2 Motor DC de ímanes permanentes com escovas

O motor DC de ímanes permanentes com escovas (PMDC) é constituído por um conjunto de enrolamentos no rotor, ímanes permanentes no estator, um comutador e escovas.

O motor PMDC é um dos motores mais simples de operar. O seu funcionamento baseia-se na ligação dos enrolamentos do estator a uma fonte de alimentação DC, normalmente uma bateria. Quando é aplicada uma força eletromotriz (f.e.m.) aos enrolamentos do estator, uma corrente flui para o rotor através de um conjunto de escovas que, por sua vez, começa a girar dentro de um campo magnético criado pelos ímanes [22].

Na Tabela 2-3 estão presentes algumas vantagens e desvantagens dos motores PMDC.

Tabela 2-3 - Vantagens e desvantagens do motor PMDC [16], [22], [23] e [24].

Vantagens	Desvantagens
Maior rendimento que os motores de excitação série.	Produz mais ruído sonoro e eletromagnético devido às escovas.
Controlador de velocidade simples (através do ajuste da f.e.m.).	Problema de arcos elétricos em tensões mais altas.
Melhoria do binário relativamente aos motores de excitação série em altas rotações.	Perdas mecânicas devido ao sistema de comutação.
Tem um custo inferior a outros tipos de motor da mesma gama de potência.	Impossibilidade de controlo da corrente no estator.
	Manutenção frequente devido ao uso de escovas e comutadores.

A Figura 2-11 mostra o motor DC de ímãs permanentes com escovas ME-0708 da *Motenergy Electric* [25].



Figura 2-11 - Motor PMDC ME-0708 [25].

2.2.1.3 Motor DC de ímãs permanentes sem escovas

Os motores DC de ímãs permanentes sem escovas (BLDC) têm uma estrutura muito similar aos motores PMDC, contudo, estes não possuem comutador nem escovas. O estator é constituído por enrolamentos polifásicos e o rotor é formado por polos de ímãs permanentes [16].

Os BLDC incorporam um sistema de controlo do motor que estima a posição física do rotor a fim de determinar a sequência de alimentações a aplicar nos enrolamentos de campo. A posição do rotor pode ser estimada através de sensores ou a partir da

determinação da f.e.m. gerada num dos enrolamentos do rotor. Os sensores utilizados para este efeito são: os sensores de efeito de Hall ou os sensores óticos [16].

Nos motores BLDC o sistema de controlo de velocidade é, por norma, composto por uma ponte H que é formada por três partes de transístores de potência, acionada por sinais PWM (*Pulse Width Modulation*) com um *duty cycle* proporcional ao ajuste de velocidade pretendido [16].

Na Tabela 2-4 tem-se as principais vantagens e desvantagens dos motores BLDC.

Tabela 2-4 - Vantagens e desvantagens do motor BLDC [16], [20], [23] e [26].

Vantagens	Desvantagens
Binário elevado no arranque e em baixas rotações.	Necessita obrigatoriamente de controladores para o seu funcionamento.
Eficiência energética superior aos PMDC.	Controladores eletrónicos de velocidade mais complexos e caros.
Operação mais silenciosa que os motores PMDC (ausência de escovas).	Menor rendimento que os motores de indução.
Baixa interferência eletromagnética.	Diminuição do binário para velocidades elevadas.
Maior durabilidade que os motores com comutadores e escovas.	

A Figura 2-12 mostra o motor BLDC série HPM 5000 da *Golden Motors* [27].



Figura 2-12 – Motor BLDC HPM 5000 da *Golden Motors* [27].

Na Figura 2-13 tem-se um motor *hub* BLDC da *Kelly* que é acoplado diretamente à roda traseira do veículo, que permite a simplificação, compactação e redução do ruído do sistema, bem como um maior controlo de tração do veículo. A desvantagem é que o motor *hub* requer um binário de arranque elevado [20].



Figura 2-13 - Motor hub BLDC da Kelly [28].

2.2.2 Motores AC

Os motores elétricos de corrente alternada (AC) são formados basicamente por dois elementos: um estator e um rotor.

As máquinas elétricas AC podem ser classificadas como máquinas síncronas e máquinas assíncronas, sendo que a corrente AC pode ser bifásica ou trifásica.

Nos motores assíncronos somente o circuito do estator é alimentado, enquanto que o rotor é excitado por correntes induzidas pelo campo magnético do indutor, daí também serem designados de motores de indução.

Os motores elétricos dizem-se assíncronos porque há uma diferença entre a velocidade de rotação do rotor e a velocidade de sincronismo, designada de escorregamento ou deslizamento, enquanto que nas máquinas síncronas ambas as velocidades estão sincronizadas [29].

Os motores de indução trifásicos baseiam-se no princípio de funcionamento do campo magnético girante. Este campo é formado por três pares de bobinas espaçadas uniformemente, alojadas ao longo do estator, alimentadas por uma fonte de alimentação trifásica. Geram-se três correntes alternadas sinusoidais de igual amplitude, mas desfasadas entre si de 120° , nos enrolamentos das bobinas, resultando na criação de um campo magnético girante constante [30].

Por consequência, surge uma f.e.m. induzida no rotor em curto-circuito devido à variação do fluxo magnético que atravessa o mesmo, originando uma corrente induzida que tende a opor-se à causa que lhes deu origem. No rotor é gerado um campo magnético e a interação entre os campos magnéticos faz com que o rotor entre

em movimento com uma velocidade que depende do número de pares polos do estator, da frequência da fonte de alimentação e do escorregamento [31].

Tal como os motores BLDC, o controlador para ajustar a velocidade dá-se no domínio eletrónico, no entanto, é um controlo mais complexo, baseando-se na variação do escorregamento ou da frequência da fonte de alimentação [32].

A Figura 2-14 mostra o motor assíncrono trifásico AC-20 da HPEVS [33].



Figura 2-14 - Motor assíncrono trifásico AC-20 da HPEVS [33].

Os motores assíncronos trifásicos são dos motores mais utilizados no sector industrial.

A Tabela 2-5 contém algumas das suas vantagens e desvantagens.

Tabela 2-5 – Vantagens e desvantagens do motor AC assíncrono trifásico [19], [31].

Vantagens	Desvantagens
Arranque suave e progressivo.	Maiores dimensões que os motores BLDC (para mesma gama de potência).
Operação silenciosa.	Controladores mais complexos e dispendiosos que os motores BLDC.
Densidade de potência superior a um sistema monofásico.	
Reduzida manutenção relativamente aos motores com comutadores e escovas.	

2.3 Baterias

Uma bateria é um dispositivo composto por uma ou várias células eletroquímicas, com a capacidade de transformar energia química em energia elétrica e de fornecer essa energia ao motor [20].

Toda a célula é composta por dois eletrodos (positivo e negativo) e um eletrólito. O eletrólito provoca uma reação química que resulta no fluxo ordenado de íons do eletrodo negativo (ânodo) para o eletrodo positivo (cátodo), originando-se assim uma corrente elétrica [19].

As baterias podem ser classificadas como primárias (não recarregáveis) ou secundárias (recarregáveis) [20].

Atendendo aos objetivos deste projeto, as baterias recarregáveis são as únicas com interesse. Algumas das especificações elétricas a ter em consideração na escolha das baterias são as seguintes [19], [20] e [34]:

- **Densidade de energia específica:** expressa a quantidade de energia que uma bateria pode armazenar por unidade de massa e é expressa em Wh/kg. Uma elevada densidade de energia específica permite uma maior autonomia;
- **Densidade de energia volumétrica:** refere-se à quantidade de energia por unidade de volume e é expressa em Wh/L. Quanto maior for a densidade de energia volumétrica mais compactas são as baterias;
- **Auto-descarga:** é o efeito de descarregamento de uma bateria ao longo do tempo, ainda que sem consumo. É expressa em percentagem e varia em função da temperatura, humidade e envelhecimento da bateria;
- **“Efeito memória”:** quando uma bateria não é completamente descarregada, a bateria perde parte da sua capacidade nas próximas descargas;
- **Estado de carga (SoC):** refere-se à percentagem de carga restante numa bateria. Pode ser estimado através da medição da tensão aos seus terminais;
- **Profundidade de descarga (DoD):** é a percentagem máxima de descarga da bateria aconselhada pelos fabricantes. A DoD afeta fortemente o ciclo de vida de uma bateria.

A Figura 2-15 mostra a comparação entre densidade de energia específica e densidade de energia volumétrica de alguns tipos de baterias recarregáveis [35].

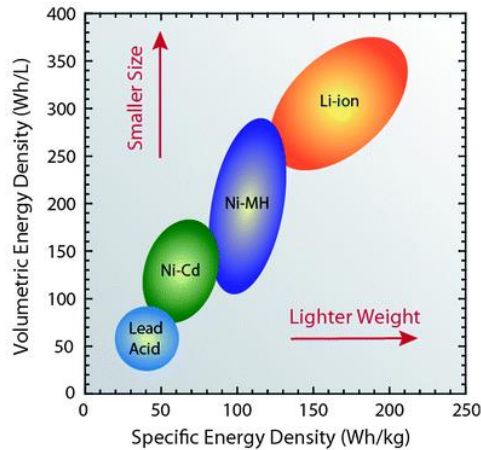


Figura 2-15 – Relação entre densidade de energia específica e densidade de energia volumétrica de algumas baterias recarregáveis [35].

A seleção do tipo de bateria a utilizar num EV prende-se com fatores importantes como potência, autonomia, custo, tempo de carregamento, longevidade, e deve-se basear nas especificações descritas anteriormente.

Considerando o foco deste projeto, ao longo deste capítulo descrevem-se as principais características das baterias recarregáveis mais usadas em projetos de EVs, nomeadamente, as baterias de chumbo, níquel cádmio, hidreto metálico de níquel e lítio.

2.3.1 Baterias de chumbo-ácido

As baterias de chumbo-ácido (Pb) foram inventadas pelo físico francês Gaston Planté em 1859. É uma tecnologia muito desenvolvida e de confiança, sendo, por isso, a forma mais antiga de bateria recarregável ainda em uso [19].

Na Figura 2-16, tem-se o exemplo de uma bateria de chumbo [36].



Figura 2-16 - Bateria de chumbo-ácido de descarga profunda [36].

As baterias Pb são capazes de fornecer correntes elevadas em curtos períodos, têm uma elevada tolerância a sobrecarregamentos e uma baixa taxa de auto-descarga, não sofrem de “efeito de memória” e são de baixo custo [19],[20],[37].

Em contrapartida, são baterias pesadas e de elevada toxicidade, com baixa densidade de energia específica (30 - 50 Wh/kg), tempo de carregamento longo (8 - 16 horas) e um ciclo de vida baixo (200 - 300 ciclos) [19], [20], [37].

Outra inconveniência das baterias de chumbo-ácido é que requerem a reposição do nível de água e há o risco de derrame do eletrólito através da gaseificação. Estes problemas foram solucionados com a criação das baterias de chumbo-ácido de válvula regulada (VRLA). São tecnologias de descarga profunda, seladas por válvulas que permitem a expulsão dos gases criados, suprimindo a necessidade de manutenção.

2.3.2 Baterias de níquel-cádmio

A primeira bateria de níquel-cádmio (NiCd) foi criada em 1899 por um sueco chamado Waldemar Jungner [20], [37].

As baterias de níquel-cádmio têm dimensões e peso inferiores às de chumbo-ácido. Permitem carregamentos rápidos (1 a 2 horas), têm um ciclo de vida elevado (cerca de 1000 ciclos de carga/descarga) e uma boa tolerância a sobrecarregamentos. Têm um preço económico, mas são mais caras que as baterias de chumbo-ácido [20], [37].

A tensão destas baterias mantém-se a 1,2 V mesmo durante o seu funcionamento, o que é bom a nível de entrega de potência ao sistema, no entanto, há uma maior dificuldade em saber quando a bateria está descarregada [20], [37].

Algumas desvantagens são a baixa densidade de energia (entre 45 e 80 Wh/kg), a elevada taxa de auto-descarga e a elevada toxicidade devido ao cádmio [37]. A grande limitação de usá-las em EV's é o seu “efeito de memória”, o que as tornam incompatíveis com as necessidades de carregamento irregulares destes veículos. Também o método de carregamento destas baterias é mais complexo e requer manutenção a cada 90 dias de utilização [19].

A Figura 2-17 mostra um *pack* de baterias níquel-cádmio [38].



Figura 2-17 - Pack de baterias NiCd [38].

2.3.3 Baterias de hidreto metálico de níquel

As baterias de hidreto metálico de níquel (NiMH) são uma evolução das NiCd.

Este tipo de bateria teve o início de desenvolvimento nos anos 70, mas apenas entrou no mercado na década de 80 [37].

Estas baterias reduzem o indesejável “efeito de memória” comparativamente às baterias de NiCd, sendo menos frequente os ciclos de carga e descarga [19].

As baterias de NiMH têm uma elevada densidade específica (cerca de 40% superior às NiCd), são mais pequenas e leves que as baterias de NiCd, sofrem de menor “efeito de memória” e são de toxicidade baixa [19].

Em contrapartida, têm um custo mais elevado que as baterias de NiCd e um ciclo de vida baixo. São pouco tolerantes a sobrecarregamentos e temperaturas elevadas, e têm taxas de auto-descarga elevadas, podendo descarregar até 30% no período de um mês [19], [20], [37].

Na Figura 2-18 tem-se um *pack* de baterias hidreto metálico de níquel [39].



Figura 2-18 - Pack de baterias NiMH [39].

2.3.4 Baterias de íões de lítio

A primeira bateria de íões de lítio (Li-ion) surge das mãos do físico-químico americano Gilbert Newton Lewis, em 1912 [19].

Existem vários tipos de baterias de Li-ion, mas todas partilham características semelhantes. São baterias mais versáteis e eficientes que as referidas anteriormente.

Estas baterias caracterizam-se pelas suas reduzidas dimensões e peso, pela ausência de metais tóxicos, por carregamentos bastante rápidos (1 a 2 horas) e por um ciclo de vida elevado (1000 a 2000 ciclos).

Também têm uma elevada densidade energética (90 a 120 Wh/kg) que se reflete na sua autonomia, baixas taxas de auto-descarga, podendo descarregar até 5% durante um mês, e não sofre de “efeito de memória” [20], [37].

Em contrapartida, são as baterias mais caras disponíveis comercialmente, tendo um custo 40% superior às baterias de NiCd.

Para além disso, têm uma corrente de descarga moderada e estão sujeitas ao efeito de deterioração, mesmo sem uso. Este efeito pode ser reduzido se a bateria for mantida à temperatura ambiente e com um estado de carga de 40% [34].

Uma outra grande desvantagem é que são muito suscetíveis a sobrecarregamentos e temperaturas elevadas, existindo o risco de incêndio ou até de explosão. Como tal, é essencial o uso de um circuito de monitorização e controlo dos níveis de corrente, tensão e temperatura no interior da bateria [19], [20].

A Figura 2-19 mostra um *pack* de baterias lítio [40].



Figura 2-19 - Pack de baterias de Li-ion [40].

2.4 Controladores

Um controlador é um dispositivo cuja função é controlar as grandezas do motor. É composto, normalmente, por um conversor capaz de converter a tensão das baterias numa tensão DC ou AC, diversos sensores e um microcontrolador que analisa os parâmetros dos sensores. Neste capítulo são abordados dois métodos de controlo: histerese e PWM (*Pulse Width Modulation*), sendo estes dois os mais utilizados.

2.4.1 Controlo por histerese

Uma forma simples de controlo é através do controlo por histerese. Neste método é utilizada uma banda de histerese delimitada por um determinado limite inferior e superior, para a qual a variável de processo (parâmetro que se pretende controlar) pode variar. Desta forma, o seu valor médio tende a se manter dentro da gama de valores desejados.

Quando o limite superior, em relação a um valor de referência, é ultrapassado, o sistema responde de modo a que a variável de processo comece a baixar. Quando o valor da variável desce abaixo do limite inferior estipulado, o sistema permite que o seu valor volte a subir. A utilização deste método permite que o valor médio da variável de processo se mantenha próximo do valor de referência definido.

A Figura 2-20 demonstra o comportamento de uma grandeza num sistema com controlo por histerese [41].

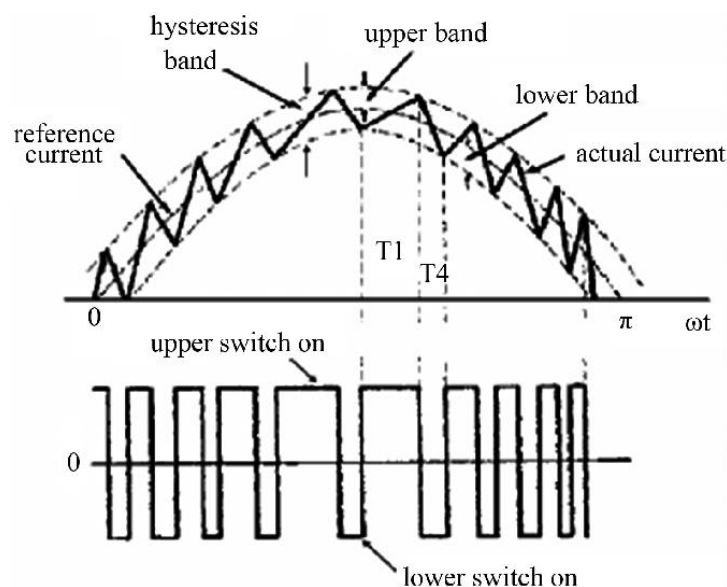


Figura 2-20 – Comportamento da corrente com controlo por histerese [41].

2.4.2 Controlador PWM

Um controlador PWM utiliza elementos de comutação para entregar impulsos de energia a uma carga. A percentagem de tempo que o comutador se mantém ativo é conhecido como *duty cycle*. Utilizando um *duty cycle* baixo (impulsos mais estreitos) a carga recebe uma tensão média mais baixa do que utilizando um *duty cycle* mais elevado (impulsos mais largos) e assim se consegue controlar o valor médio de tensão. Na Figura 2-21 observa-se um sinal do tipo PWM [42].

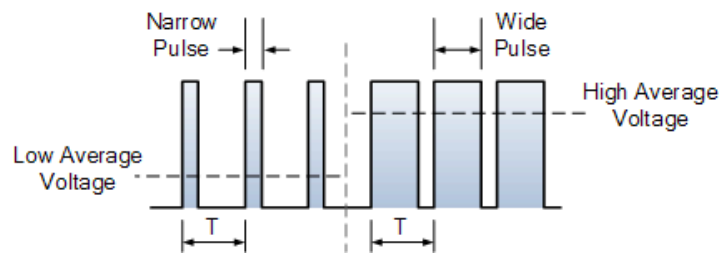


Figura 2-21 – Modulação PWM [42].

É comum utilizar um compensador PID (Proporcional-Integral-Derivativo) em conjunto com PWM para o controlo de uma grandeza. A componente proporcional tem a função de corrigir erros atuais, a componente integral é usada para corrigir erros passados e a componente derivada serve para prever erros futuros [42].

2.5 Conversores

Neste capítulo são descritos dois tipos de conversores DC-DC: redutor/elevador e ponte H.

2.5.1 Conversor Redutor/Elevador

Dependendo do tipo de conversor utilizado, é possível obter-se uma tensão menor à saída do conversor do que na sua entrada (conversor redutor) ou uma tensão à saída do conversor superior à tensão de entrada (conversor elevador). Existem conversores que combinam estas duas situações num só sistema designado de conversor redutor/elevador ou *buck-boost*.

Na Figura 2-22 tem-se o circuito de um conversor DC-DC redutor/elevador, sendo V_A a tensão de alimentação, V_B a tensão à saída do conversor, M_1 e M_2 os MOSFET, D_1 e D_2 os díodos, C_2 o condensador de entrada do conversor, C_1 o condensador de saída e L_1 a bobina de saída [43].

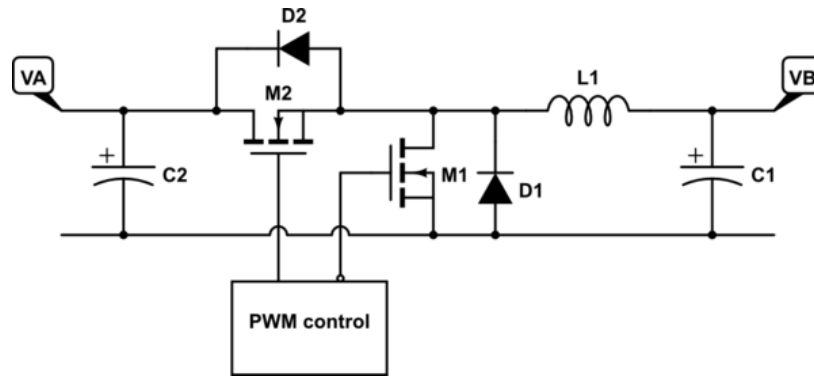


Figura 2-22 – Conversor redutor/elevador [43].

Quando o conversor funciona como redutor, o MOSFET M_1 fica desligado e é feita comutação no MOSFET M_2 . A tensão de saída do conversor é uma percentagem da tensão de entrada, mas nunca é superior a esta, daí dar-se o nome de conversor redutor.

Durante o funcionamento do conversor como elevador M_2 fica em aberto e é feita comutação em M_1 . A corrente que atravessa L_1 fica armazenada no seu campo magnético. Quando M_1 é aberto a corrente em L_1 tende a resistir a variações, mas para isso a sua tensão deve aumentar, gerando uma f.e.m. Desta forma, a tensão no ponto V_B é superior à tensão V_A sendo, por isso, este conversor designado de elevador [44].

2.5.2 Conversor em ponte H

Um conversor em ponte H é composto por quatro elementos de comutação, estando a carga no seu centro. Este tipo de conversor tem a particularidade de inverter facilmente a direção de rotação de um motor.

Na Figura 2-23 está ilustrado o modelo esquemático do conversor em ponte H, onde Q_1 , Q_2 , Q_3 e Q_4 são os semicondutores e D_1 , D_2 , D_3 e D_4 são os díodos [45].

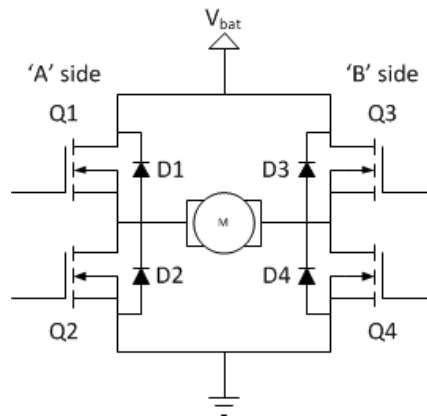


Figura 2-23 – Conversor em ponte H [45].

Este conversor permite colocar o motor a rodar numa dada direção ativando Q_1 e Q_4 , e na direção oposta ativando Q_3 e Q_2

A utilização deste tipo de conversor requer algum cuidado ao nível da ativação dos componentes. É importante que Q_1 e Q_2 (ou Q_3 e Q_4) não estejam ativados simultaneamente pois provoca-se uma situação de curto-circuito nas baterias, podendo danificar outros componentes do sistema.

2.6 Travagem regenerativa

A travagem regenerativa é um método utilizado em veículos elétricos para aproveitar a energia cinética do veículo e transformá-la em energia elétrica para ser entregue à fonte de armazenamento de energia.

A implementação deste mecanismo obriga a que máquina elétrica tenha a capacidade de transitar entre os modos motor e gerador, para movimentar-se e recuperar energia, respetivamente. Com este sistema, a energia cinética do gerador induz uma corrente elétrica, que irá fluir pelos enrolamentos de campo e gerar um binário de travagem [16].

A travagem regenerativa pode ser implementada pelo controlador do motor, de várias formas, sendo que as técnicas mais comuns são [46]:

- Travagem regenerativa quando se pressiona o travão cinético;
- Travagem regenerativa enquanto o acelerador não é pressionado.

Esta tecnologia proporciona algumas vantagens, especialmente ao nível do aumento da autonomia do veículo (até 25 %) e diminuição do desgaste dos seus travões.

A principal desvantagem deste sistema é que exige o funcionamento contínuo da máquina elétrica, quer seja como motor ou como gerador, o que poderá causar sobreaquecimento e possível destruição do dispositivo [16], [46].

3 Modelo e controlo da mota eléctrica

Uma mota eléctrica é constituída, essencialmente, por um motor eléctrico, um sistema de armazenamento de energia, bem como uma unidade de monitorização e controlo de grandezas do motor como, por exemplo, a sua corrente.

Neste capítulo são apresentados alguns conceitos fundamentais à compreensão do funcionamento do motor eléctrico escolhido e do conversor redutor/elevador. Também se apresenta o microcontrolador e o *driver* escolhido.

3.1 Motor DC

Tendo em conta que se pretende desenvolver um protótipo económico e com electrónica de potência simples, escolheu-se o motor DC de ímanes permanentes com escovas devido a algumas especificações, tais como, baixo custo, controlador de velocidade simples, mas também por este motor já existir em laboratório.

O motor PMDC é constituído por ímanes permanentes no estator, um conjunto de enrolamentos no rotor, um comutador e um par de escovas fixas. Na Figura 3-1 observa-se o diagrama de um motor PMDC [47].

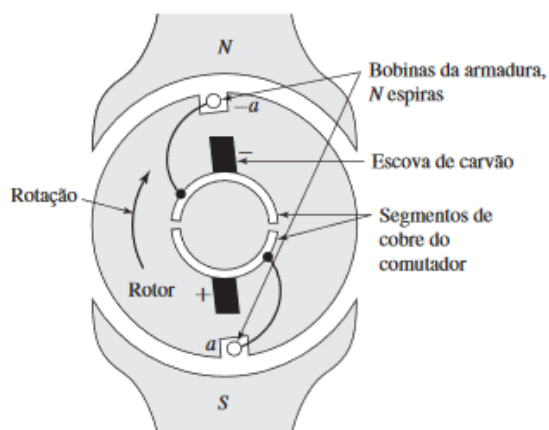


Figura 3-1 – Motor de corrente contínua com comutador e escovas [47].

O princípio de funcionamento dos motores DC é o mais básico de entre os motores eléctricos e baseia-se na interação entre um campo eléctrico e um campo magnético [16], [48]:

- O campo magnético é gerado pelos ímanes permanentes do estator que, por convenção, se assume que segue a direção do polo norte para o polo sul;

- Ao aplicar-se uma corrente contínua aos terminais dos enrolamentos induzidos, através do contacto das escovas posicionadas sob o comutador, o rotor sofre uma força mecânica que produz um binário que faz rodar o motor;
- Para manter a interação entre o campo elétrico e o campo magnético gerados, o comutador deve inverter continuamente o sentido do fluxo elétrico, opondo-o ao fluxo magnético, permitindo, assim, que o motor continue o seu movimento giratório.

A Figura 3-2 ilustra o princípio de funcionamento do motor [48].

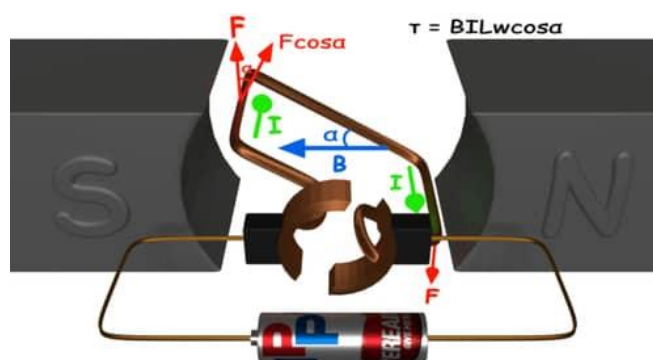


Figura 3-2 – Princípio de funcionamento do motor PMDC [48].

A direção da força mecânica pode ser determinada pela regra da mão esquerda de Fleming. O dedo polegar determina a direção da força mecânica, o dedo indicador mostra a direção do campo magnético e o dedo médio indica a direção da corrente, tal como se observa na Figura 3-3 [48].

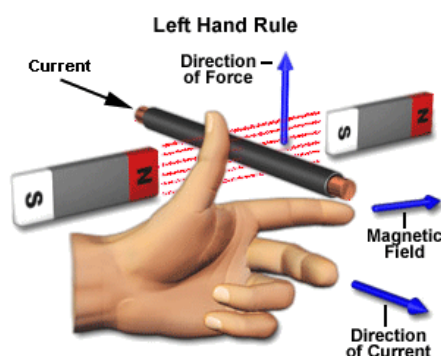


Figura 3-3 – Regra da mão esquerda de Fleming, utilizada nos motores elétricos [48].

A magnitude da força gerada é dada pela equação (3.1).

$$F = I \cdot L \cdot B \cdot \sin \alpha \quad (3.1)$$

Sendo B a densidade de fluxo magnético, I a corrente elétrica, L o comprimento do condutor e α é o ângulo formado entre o campo magnético e a corrente.

A magnitude do binário que permite a rotação da máquina (τ) pode ser determinada através da equação (3.2).

$$\tau = B \cdot I \cdot L \cdot w \cdot \cos \alpha \quad (3.2)$$

Sendo w a velocidade angular do rotor.

Quando o comutador atinge um ângulo de 90° , a força mecânica é máxima e o binário aplicado é zero, mas devido ao momento de inércia o rotor continua a se movimentar até o comutador voltar a entrar em contacto com as escovas, e o procedimento se repete [48].

Na Figura 3-4, tem-se o circuito equivalente de um motor PMDC. Este modelo é composto por uma fonte de alimentação V_a , a resistência da armadura do motor, R_a , a indutância do motor, L_a , a corrente que atravessa a armadura, i_a , a força eletromotriz, V_c , criada pelo motor quando este se encontra em rotação, a velocidade angular do rotor, w_a e a inércia do motor, J [49].

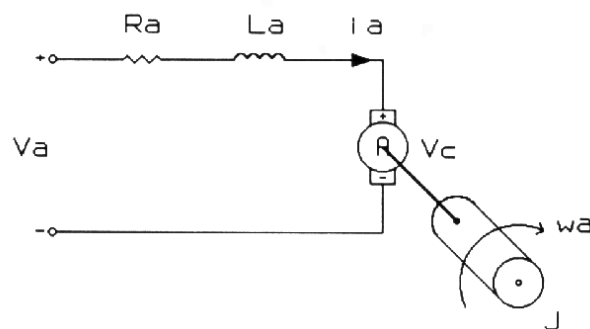


Figura 3-4 – Esquema elétrico do motor PMDC [49].

Analisando o modelo do motor da Figura 3-4, é possível obter a equação (3.3) pela lei de Kirchhoff [49]. A equação (3.4) e (3.5) corresponde à queda de tensão na bobina e na resistência interna do motor, respectivamente.

$$V_a - V_{R_a} - V_{L_a} - V_c = 0 \quad (3.3)$$

$$V_{L_a} = L_a \frac{di_a}{dt} \quad (3.4)$$

$$V_{Ra} = R_a i_a \quad (3.5)$$

Sendo V_{La} a queda de tensão na bobina e V_{Ra} a queda de tensão na armadura do motor.

A força eletromotriz criada pelo motor pode ser calculada através de (3.6) [49].

$$V_c = k_v \omega_a \quad (3.6)$$

Onde k_v é a constante de velocidade determinada pela densidade do fluxo magnético dos ímãs permanentes e ω_a é a velocidade angular da armadura.

Reescrevendo a equação (3.3) obtém-se a igualdade (3.7) [49].

$$V_a - i_a R_a - L_a \frac{di_a}{dt} - k_v \omega_a = 0 \quad (3.7)$$

A equação da dinâmica da corrente do motor pode ser descrita pela equação (3.8)

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{V_a - R_a i_a - k_v \omega_a}{L_a} \quad (3.8)$$

O somatório dos binários do sistema é dado pela igualdade (3.9) [49].

$$T_e - T_{\omega'} - T_w - T_L = 0 \quad (3.9)$$

Sendo T_e o binário eletromagnético, $T_{\omega'}$ o binário devido à aceleração angular do rotor, T_w o binário produzido devido à velocidade angular do rotor e T_L o binário da carga mecânica.

O binário eletromagnético pode ser calculado através de (3.10) [49].

$$T_e = k_t i_a \quad (3.10)$$

Onde k_t é a constante de binário do motor.

O binário $T_{\omega'}$ pode ser obtido através da equação (3.11) [49].

$$T_{\omega'} = J \frac{d\omega_a}{dt} \quad (3.11)$$

Sendo J a inércia do rotor e da carga mecânica.

O binário T_ω pode ser calculado através de (3.12) [49].

$$T_\omega = B\omega_a \quad (3.12)$$

Onde B é o coeficiente de atrito associado à rotação mecânica do sistema de uma máquina.

A equação (3.9) pode ser reescrita por (3.13).

$$k_t i_a - J \frac{d\omega_a}{dt} - B\omega_a - T_L = 0 \quad (3.13)$$

3.2 Descrição do conversor DC-DC redutor

O conversor DC-DC redutor pode funcionar em dois modos: modo contínuo ou descontínuo. No modo contínuo não é permitido que a corrente da bobina chegue a zero, enquanto que no modo descontínuo a corrente pode assumir valores nulos. Neste projeto, focou-se no modo contínuo pois é o método mais utilizado [50].

Na Figura 3-5 tem-se um exemplo de um conversor redutor, sendo possível observarem-se os circuitos de quando o comutador está ligado e desligado [23].

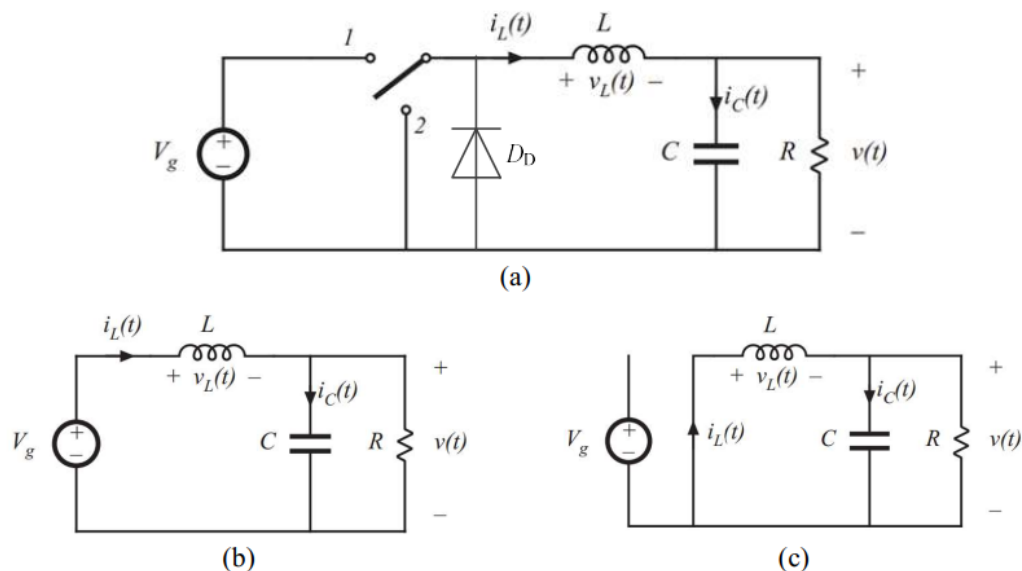


Figura 3-5 – a) Circuito de um conversor redutor; b) Comutador ligado na posição 1; c) Comutador ligado na posição 2 [23].

Para a situação do comutador estar ligado na posição 1, a equação (3.14) permite determinar as tensões do circuito [23].

$$v_L(t) = V_g - v(t) \quad (3.14)$$

Sendo $v_L(t)$ a queda de tensão nos terminais da bobina, V_g a fonte de alimentação do circuito e $v(t)$ a tensão à saída do conversor.

Considerando o valor médio de tensão V à saída do conversor, obtém-se a equação (3.15).

$$V_L \approx V_g - V \quad (3.15)$$

A tensão aos terminais da bobina é dada pela equação (3.16) [23].

$$v_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} \quad (3.16)$$

Sendo L a indutância da bobina e $\frac{di_L(t)}{dt}$ a derivada da corrente.

Através desta equação é possível observar que variações bruscas de corrente poderão provocar valores elevados de tensão.

Através das equações (3.15) e (3.16) obtém-se a equação (3.17).

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{v_L(t)}{L} \approx \frac{V_g - V}{L} \quad (3.17)$$

Quando o comutador é ligado na posição 2 obtém-se a igualdade da equação (3.18).

$$v_L(t) = -v(t) \quad (3.18)$$

Assumindo uma tensão média à saída do conversor tem-se a equação (3.19).

$$V_L \approx -V \quad (3.19)$$

Através das equações (3.17) e (3.19), obtém-se a seguinte equação (3.20).

$$\frac{di_L(t)}{dt} \approx -\frac{V}{L} \quad (3.20)$$

O comportamento da tensão e da corrente na bobina durante as comutações está ilustrado na Figura 3-6 [50].

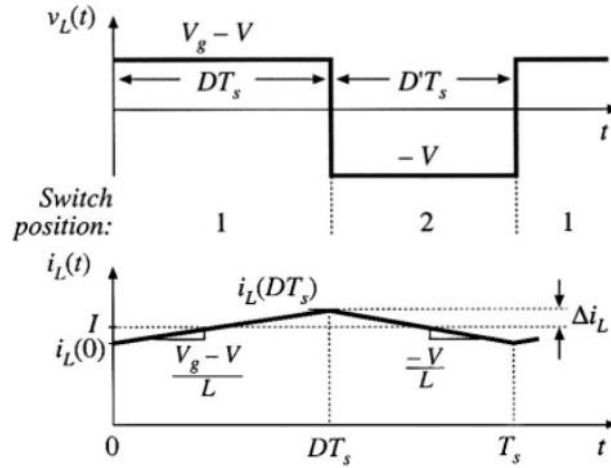


Figura 3-6 – Comportamento da tensão e corrente da bobina de acordo com a comutação efetuada [50].

O tempo que o comutador está ligado, t_{on} , em relação ao período de comutação, T_s , chama-se fator de ciclo, $D = \gamma$, e pode tomar valores entre 0 e 1. O fator de ciclo D é dado pela equação (3.21) [50].

$$D = \frac{t_{on}}{T_s} \quad (3.21)$$

A relação entre a tensão à saída do conversor e a tensão de entrada é dada pela equação (3.22).

$$V = DV_g \quad (3.22)$$

O cálculo da variação de corrente da bobina pode ser feito através da equação (3.23):

$$\Delta i_L = \frac{V_g - V}{L} DT_s = \frac{V_g(1 - D)D}{Lf_s} \quad (3.23)$$

Analisando a equação (3.23) verifica-se que a variação de corrente da bobina é máxima quando $D = 0,5$.

Tendo em consideração a equação da dinâmica do motor (3.8) tem-se a equação (3.24) para descrever o comportamento da corrente no conversor redutor.

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{\gamma_1 V_g - Ri_a - k_v \omega}{L} \quad (3.24)$$

3.3 Descrição do conversor DC-DC elevador

Na Figura 3-7 tem-se o esquemático de um conversor DC-DC elevador.

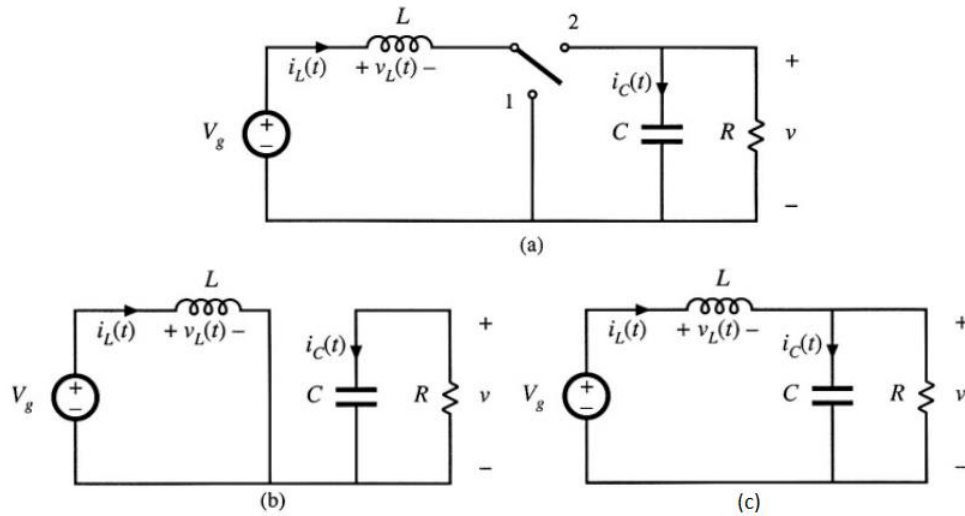


Figura 3-7 – a) Conversor DC-DC elevador; b) com comutador na posição 1; c) com comutador na posição 2 [50].

Quando o comutador se encontra na posição 1 a tensão na bobina, v_L , é dada pela equação (3.25) [50].

$$v_L = V_g \quad (3.25)$$

A corrente que atravessa o condensador, i_c , e a carga R é dada pela equação (3.26):

$$i_c = -\frac{v}{R} \quad (3.26)$$

Quando o comutador muda para a posição 2 a tensão da bobina é dada pela equação (3.27):

$$v_L = V_g - v \quad (3.27)$$

A corrente no condensador é dada pela equação (3.28).

$$i_c = i_L - \frac{v}{R} \quad (3.28)$$

A Figura 3-8 mostra o comportamento da tensão e da corrente da bobina durante as comutações [50].

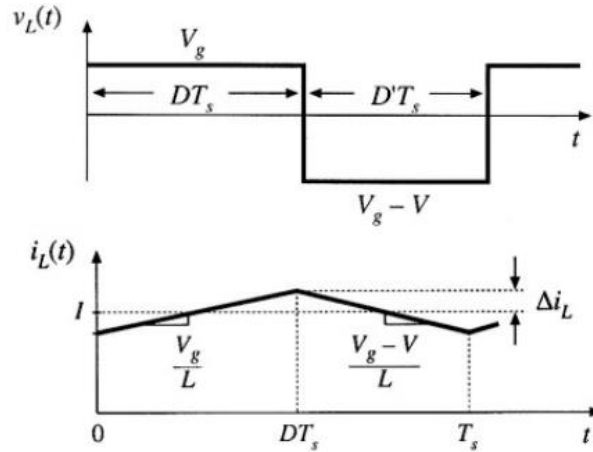


Figura 3-8 – Comportamento da tensão e corrente da bobina de acordo com a comutação [50].

A relação da tensão de entrada com a tensão de saída pode ser obtida através da equação (3.29) [50].

$$\frac{V}{V_g} = \frac{1}{1 - D} \quad (3.29)$$

A escolha do condensador de saída pode ser feita recorrendo à equação (3.30).

$$C = \frac{ID}{f_s \Delta v} \quad (3.30)$$

O condensador é calculado sabendo qual a corrente média de operação, I , na carga, a frequência de comutação, f_s , e escolhendo a variação de tensão desejada, Δv .

A equação da dinâmica para o conversor elevador pode ser obtida pela equação (3.31) [51].

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{k_v \omega - \frac{V_g}{1 - \gamma_2} - Ri_a}{L} \quad (3.31)$$

3.4 Controlo do motor

Na Figura 3-9 tem-se o modelo do conversor redutor/elevador bidirecional do motor da mota elétrica.

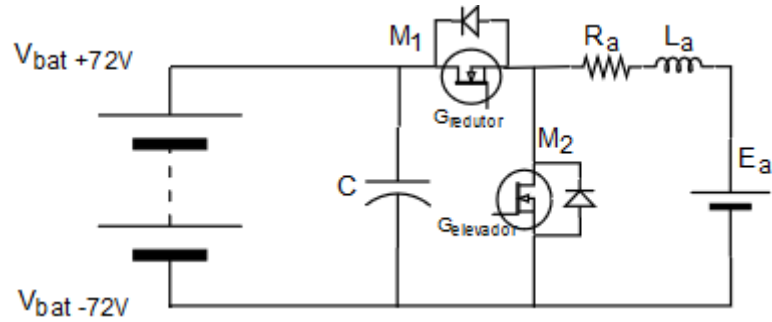


Figura 3-9 – Conversor redutor/elevador bidirecional.

No modo de funcionamento “normal” da mota o conversor funciona como redutor, ou seja, o MOSFET M_1 comuta enquanto o MOSFET M_2 se mantém em aberto. De acordo com o nível de aceleração aplicada o conversor comuta até o valor da corrente médio atingir um determinado valor estipulado pela referência.

A decisão da comutação é feita com base no erro da corrente, eI_a . Este erro é calculado através da equação (3.32) [23].

$$eI_a = I_{Referência} - I_a \quad (3.32)$$

Onde $I_{referência}$ é a corrente de referência e I_a a corrente na armadura do motor elétrico.

O sinal γ_1 aplicado ao MOSFET M_1 é obtido através da equação (3.33) tendo em consideração a equação (3.24).

$$\begin{cases} \text{Se } eI_a > \Delta I, \gamma_1 = 1 \\ \text{Se } eI_a < -\Delta I, \gamma_1 = 0 \end{cases} \quad (3.33)$$

Sendo ΔI a variação da banda de histerese em relação à corrente de referência.

Quando o MOSFET M_1 é ligado a corrente é entregue das baterias para o motor e o rotor começa a girar, tal como mostra a Figura 3-10.

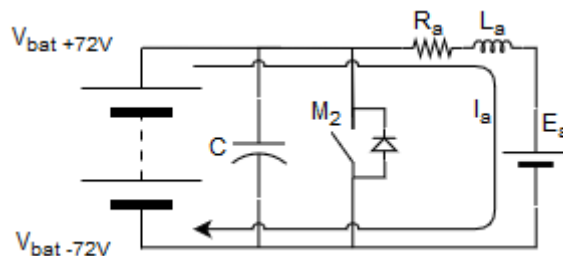


Figura 3-10 – Conversor em modo redutor com o MOSFET M_1 fechado.

Quando o MOSFET M_1 fica em aberto o condensador é carregado e a corrente armazenada no campo magnético do motor começa a diminuir atravessando o corpo do MOSFET M_2 , como se observa na Figura 3-11.

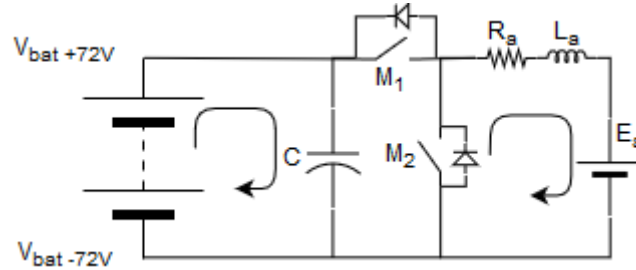


Figura 3-11 – Conversor em modo redutor com o MOSFET M_1 em aberto.

No modo de funcionamento como elevador, o MOSFET M_1 fica aberto e o MOSFET M_2 conduz.

O sinal γ_2 aplicado ao MOSFET M_2 é dado pela equação (3.34), tendo em consideração a equação (3.31).

$$\begin{cases} \text{Se } eI_a < \Delta I, \gamma_2 = 1 \\ \text{Se } eI_a > -\Delta I, \gamma_2 = 0 \end{cases} \quad (3.34)$$

O motor fica desligado da tensão das baterias e a f.e.m. do motor, E_a , começa a forçar a inversão da corrente. Nesta situação os terminais do motor fornecem corrente para a bateria, causando a sua travagem. O comportamento descrito pode ser observado na Figura 3-12.

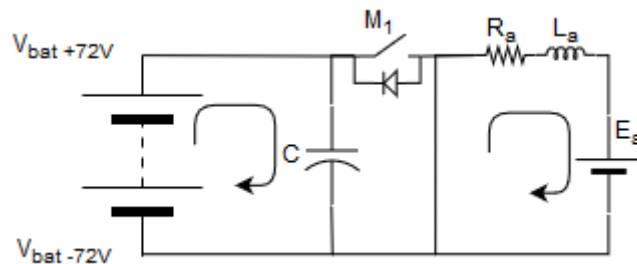


Figura 3-12 – Conversor em modo elevador com o MOSFET M_1 fechado.

Passado alguns instantes, a corrente inverte o seu sentido e o MOSFET M_2 é aberto e a corrente é enviada para as baterias através do corpo do MOSFET M_1 e o ciclo repete-se até o gerador perder rotação. Este método permite enviar curtos impulsos de corrente para as baterias. Na Figura 3-13 mostra-se o circuito que descreve esse comportamento.

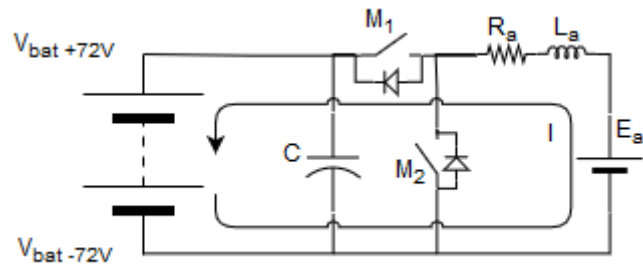


Figura 3-13 – Conversor em modo elevador com o MOSFET M2 em aberto.

4 Simulações da mota elétrica

Neste capítulo apresenta-se o modelo da mota elétrica criado na ferramenta de simulação *MATLAB/Simulink*, de modo a prever o comportamento do veículo em diversas situações. Realizam-se testes ao sistema antes e depois do controlo de corrente e, posteriormente, em condições de carga.

4.1 Simulações em malha aberta

Desenvolveu-se o modelo de simulação da mota elétrica na ferramenta de simulação *MATLAB/Simulink*, de modo a prever o comportamento do veículo em diferentes situações.

As características do modelo da bateria utilizada nas simulações é baseada em baterias do tipo VRLA escolhidas para este projeto. Estas baterias têm uma capacidade de 18 Ah e uma tensão nominal de 12 V.

O motor escolhido para este projeto é um motor DC de ímanes permanentes com escovas chamado ME-1003. Na Figura 4-1 mostra-se o motor PMDC utilizado [52].



Figura 4-1 - Motor DC de ímanes permanentes utilizado neste projeto, ME-1003 [52].

Na Tabela 4-1 observa-se as características do motor PMDC escolhido.

Tabela 4-1 – Características do motor PMDC Me-1003 [52].

Resistência	12 mΩ
Indutância	93 μH
Inércia da armadura	268 kg.cm ²
Corrente contínua	200 A
Corrente pico	550 A durante 1 min
Tensão de operação máxima	72 V
Constante de tensão	0.0207 V/RPM
Constante de torque	0.197 Nm/A
Torque contínuo	24 Nm
Torque pico	108 Nm
Velocidade máxima	5000 RPM

Começa-se por fazer o modelo de simulação do motor PMDC em malha aberta, representado na Figura 4-2. Este modelo é constituído por uma bateria de 12 V ligada em série a um contactor em paralelo com um díodo, e ligado em série aos terminais da armadura do motor. Na saída do bloco do motor é possível observar algumas das suas grandezas, tais como, binário elétrico, corrente da armadura e velocidade angular do motor.

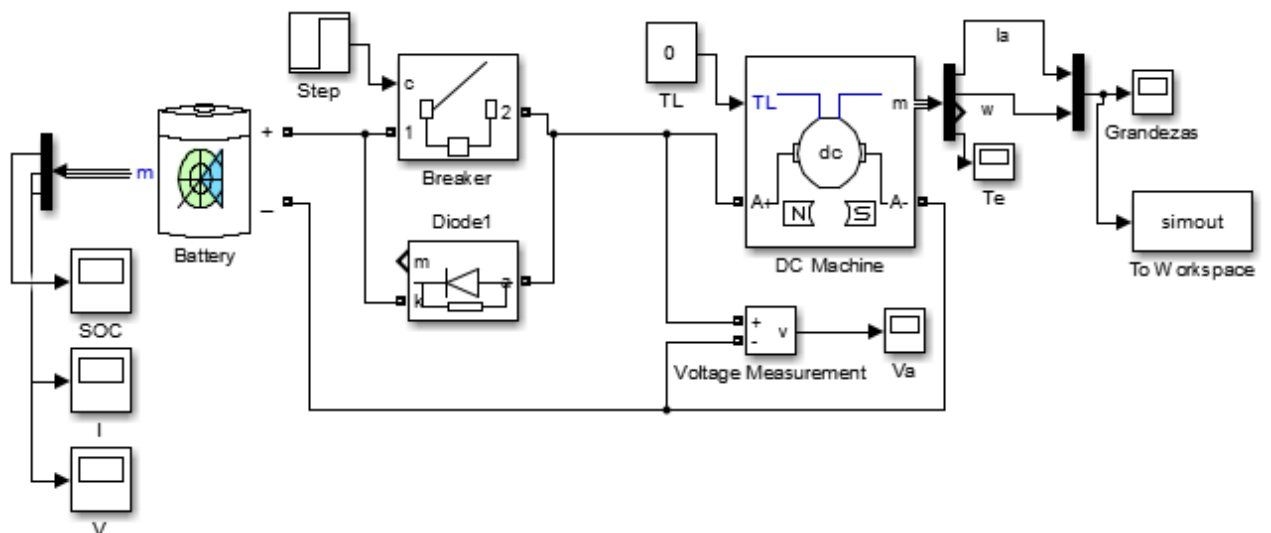


Figura 4-2 – Modelo da simulação do motor em malha aberta.

Na Figura 4-3 é apresentado o resultado obtido para o teste da simulação com o disjuntor ligado, ou seja, com a bateria ligada diretamente ao motor.

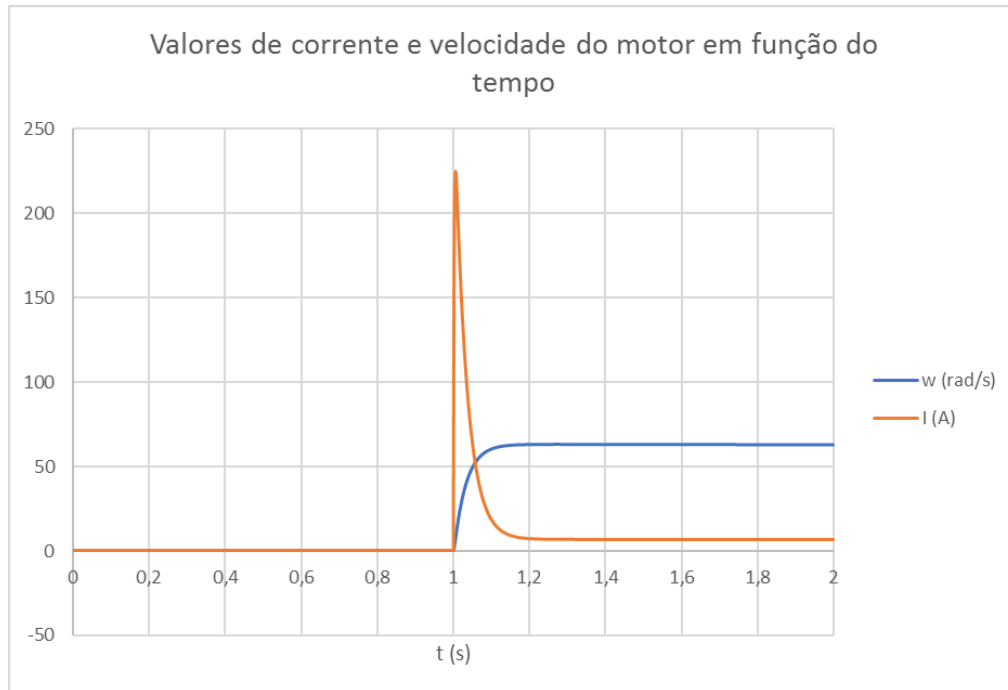


Figura 4-3 – Resultado obtido da simulação do motor em malha aberta.

A partir da Figura 4-3, verifica-se um pico de corrente em torno de 230 A que causa uma rápida aceleração do motor até a sua velocidade máxima. Este pico de corrente tem uma relação com a resistência interna da armadura do motor, sendo que quanto menor é a resistência, maior é o pico de corrente. Quando o motor atinge a velocidade máxima, a corrente fica em torno de 6 A de modo a manter essa velocidade.

A velocidade do motor em rotações por minuto (v_{RPM}) pode ser determinada através da equação (4.1), sendo ω a velocidade angular [53].

$$v_{RPM} = \frac{60}{2\pi} \omega \quad (4.1)$$

O motor atinge uma velocidade angular máxima em torno de 62 rad/s, o que equivale a uma velocidade de 592,06 rpm. Tendo em conta que foi usada uma bateria de 12 V e a constante de tensão $k_v = 0,02$ V/rpm, calculou-se o valor da velocidade através da equação (4.2).

$$v_{RPM} = \frac{V_{bateria}}{k_v} = 600 \text{ rpm} \quad (4.2)$$

Verifica-se que a velocidade de rotação em malha aberta é próxima do valor esperado.

4.2 Simulações com controlo de corrente

Implementou-se o modelo de simulação do motor PMDC com controlador de corrente do motor, representado na Figura 4-4. Este modelo é constituído por uma bateria ligada em série com um MOSFET e um diódo em paralelo. A essa ligação é adicionado um condensador que previne uma variação brusca da tensão quando os MOSFET se desligam. O condensador é ligado em paralelo com um conversor redutor/elevador bidirecional, e a saída desse conversor é ligada aos terminais da armadura do motor.

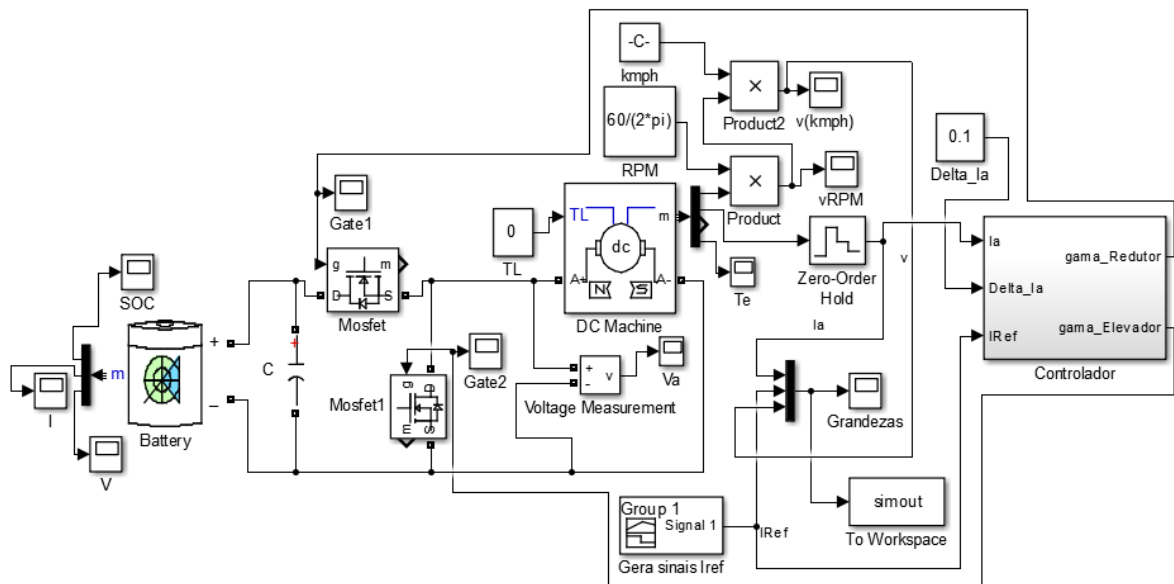


Figura 4-4 – Modelo de simulação do controlo de corrente do conversor redutor/elevador bidirecional.

O controlo do conversor é feito no bloco *Controlador*, que recebe os valores da corrente do motor I_a , ΔI_a e I_{ref} , cujo sinal é obtido através do gerador de sinais. De acordo com as grandezas recebidas neste bloco, é implementado o controlo de corrente por histerese. As duas saídas do bloco são o *gama_Redutor* e *gama_Elevador* que controlam a parte do redutor e elevador do conversor, respetivamente.

O bloco da constante km/h permite obter a velocidade da roda traseira em quilómetros por hora (km/h), através da sua multiplicação com a velocidade do motor (rpm). Esta velocidade pode ser obtida sabendo o rácio de rodas dentadas, $T_{rácio}$ entre a roda e o motor, o diâmetro da roda, d , e a velocidade do motor, v_{RPM} . O rácio de rodas dentadas pode ser calculado utilizando a equação (4.3), [54].

$$T_{r\acute{a}cio} = \frac{T_{roda}}{T_{motor}} = \frac{44}{18} = 2,444 \quad (4.3)$$

Tendo em conta o rácio das rodas dentadas, é possível determinar a velocidade da roda em km/h através da equação (4.4), [55].

$$v_{roda} = \frac{\pi * d * 60 * v_{RPM}}{T_{r\acute{a}cio} * 1000} \quad (4.4)$$

Na Figura 4-5, observa-se o conteúdo do bloco *Controlador*.

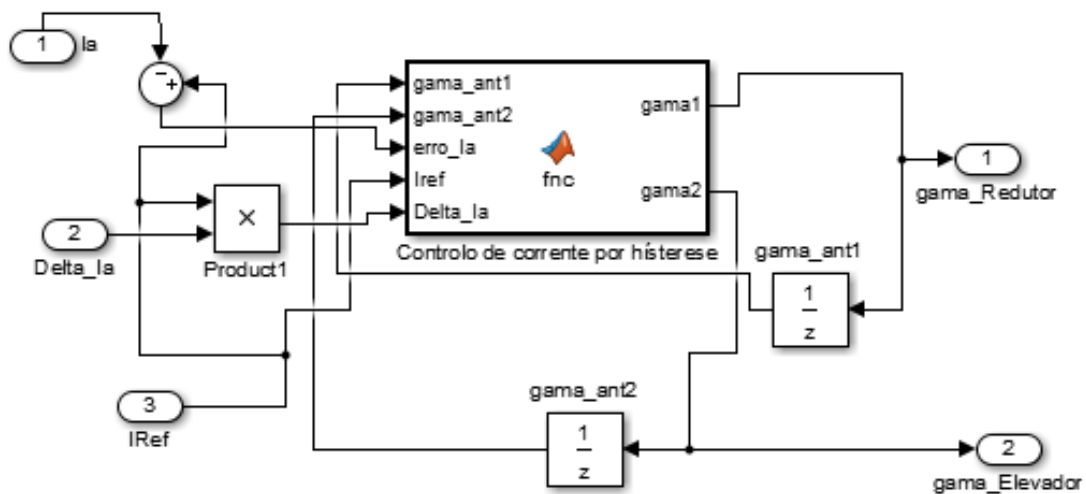


Figura 4-5 – Interior da submscara do bloco *Controlador*.

Durante o controlo de corrente, quando a corrente de referência é superior a zero, quer dizer que o conversor deve funcionar como redutor, acionando o motor, e quando a corrente de referência é negativa, quer dizer que o motor deve começar a funcionar como gerador, aplicando travagem regenerativa. O bloco controlador, envia na sua saída, o sinal $gama1$ para controlar os MOSFET do lado superior e o sinal $gama2$ para controlar os MOSFET do lado inferior. No Apêndice A encontra-se o algoritmo implementado para o controlo de corrente por histerese.

Realizaram-se testes ao sistema considerando o motor completamente travado, ou seja, o equivalente à aplicação de carga máxima. Nesta situação, o motor não consegue criar uma força contra eletromotriz pois não há qualquer rotação do rotor, o que poderá provocar um aumento exponencial da corrente, causando a possível destruição do motor por sobreaquecimento, se a corrente não for controlada.

Considerando uma bateria de 72 V, uma corrente de referência de 25 A, uma banda de histerese de 5 A e uma frequência de comutação de 50 kHz, obtém-se a resposta da corrente e da velocidade ao longo do tempo da Figura 4-6.

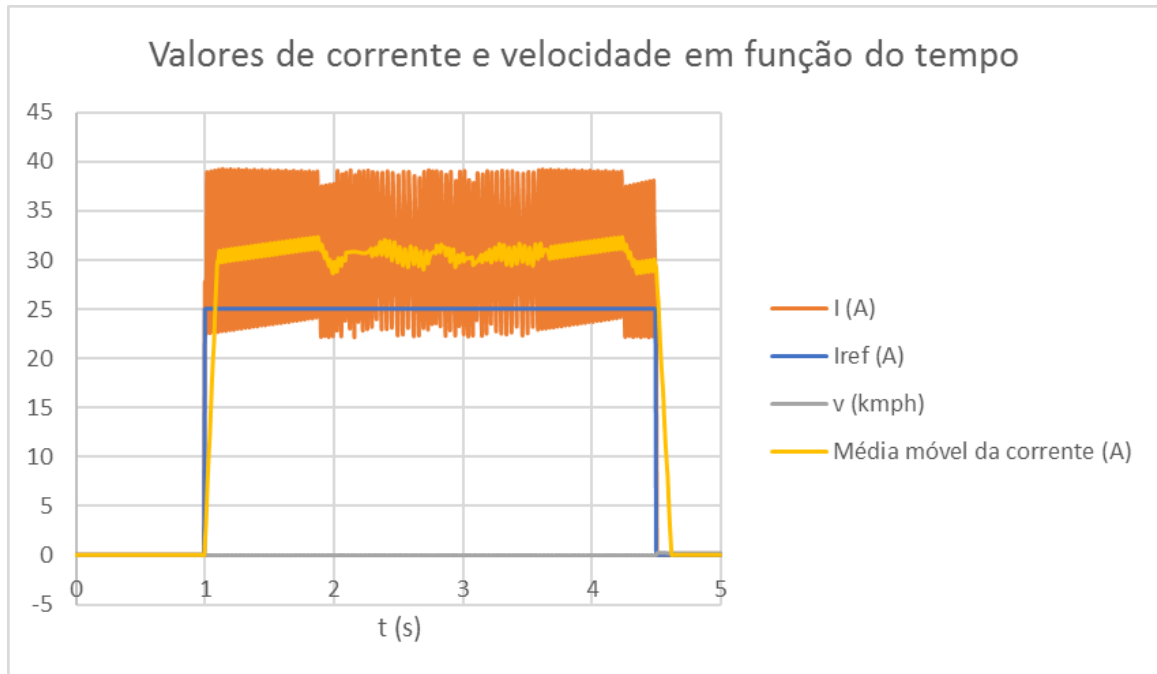


Figura 4-6 - Valores de corrente e velocidade a uma frequência de comutação de 50 kHz e aplicando carga máxima.

Como se pode verificar na Figura 4-6, para uma frequência de comutação de 50 kHz, obteve-se uma corrente média de 30,65 A e picos de corrente perto de 40 A. Este comportamento da corrente ocorre porque, nesta situação de carga máxima, o motor está completamente travado e não há rotação do rotor. Como não existe rotação, então não é gerada uma força eletromotriz para se opor à força eletromotriz imposta pelas baterias e isto provoca um rápido aumento da corrente.

Na Figura 4-7, observa-se o resultado de uma simulação semelhante à anterior, mas para uma frequência de comutação de 25 kHz.

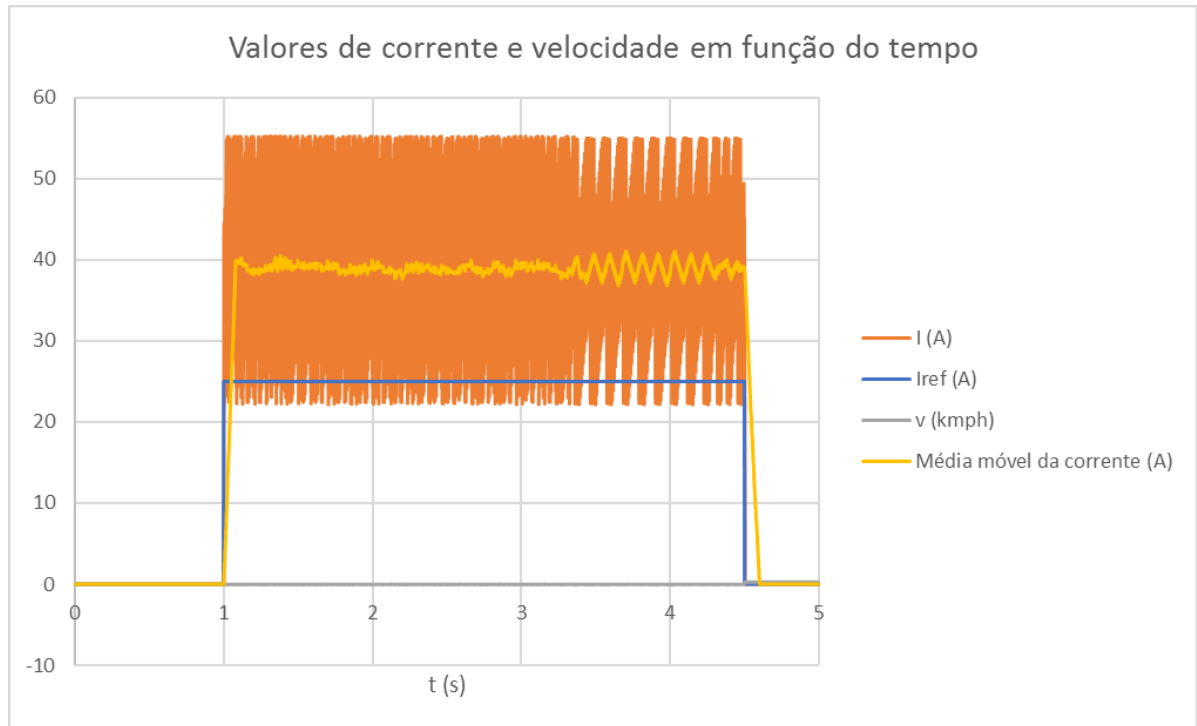


Figura 4-7 – Simulação da corrente e velocidade, para uma frequência de comutação de 25 kHz e aplicação de carga máxima.

Pelos resultados da Figura 4-7 verifica-se o impacto da frequência de comutação na resposta do sistema. Utilizando uma frequência de comutação menor, o controlador atua mais lentamente no controlo de corrente permitindo que sejam atingidos picos de corrente próximos de 55 A.

Na Figura 4-8, observa-se o resultado de uma simulação semelhante à anterior, mas para uma frequência de comutação de 250 kHz.

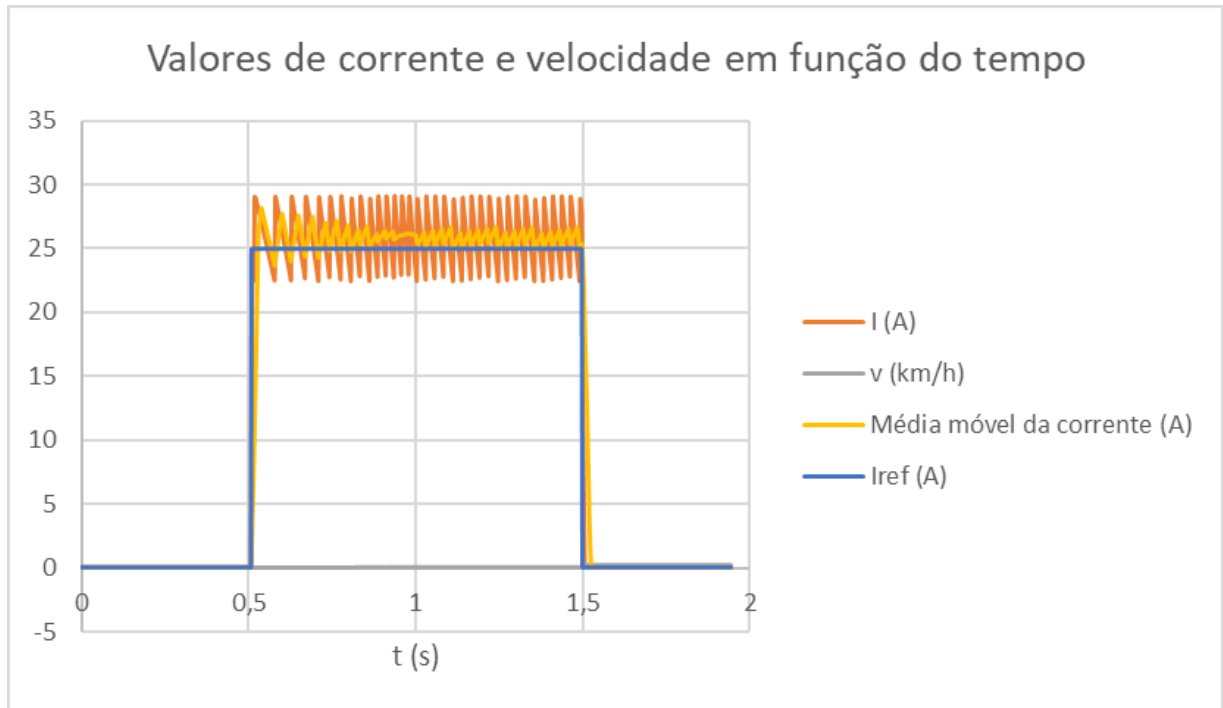


Figura 4-8 - Simulação da corrente e velocidade, para uma frequência de comutação de 250 kHz e aplicação de carga máxima.

Observa-se na Figura 4-8 uma convergência do valor de corrente em relação ao valor de referência quando é usada uma frequência de comutação de 250 kHz em situação de carga máxima e com uma banda de histerese de 5 A. No entanto, o uso de uma frequência tão elevada tem a desvantagem de produzir perdas de potência altas durante as comutações dos MOSFET e além disso o driver utilizado só suporta até 50 kHz.

Uma outra alternativa para combater o problema do rápido aumento da corrente consiste em utilizar uma bobina em série com o motor. Na Figura 4-9 observa-se o resultado de uma simulação do controlo da corrente utilizando uma frequência de comutação de 25 kHz, uma corrente de referência de 25 A com uma banda de histerese de 5 A, uma tensão nominal de 72 V e uma bobina de 500 μ H em série com o motor.

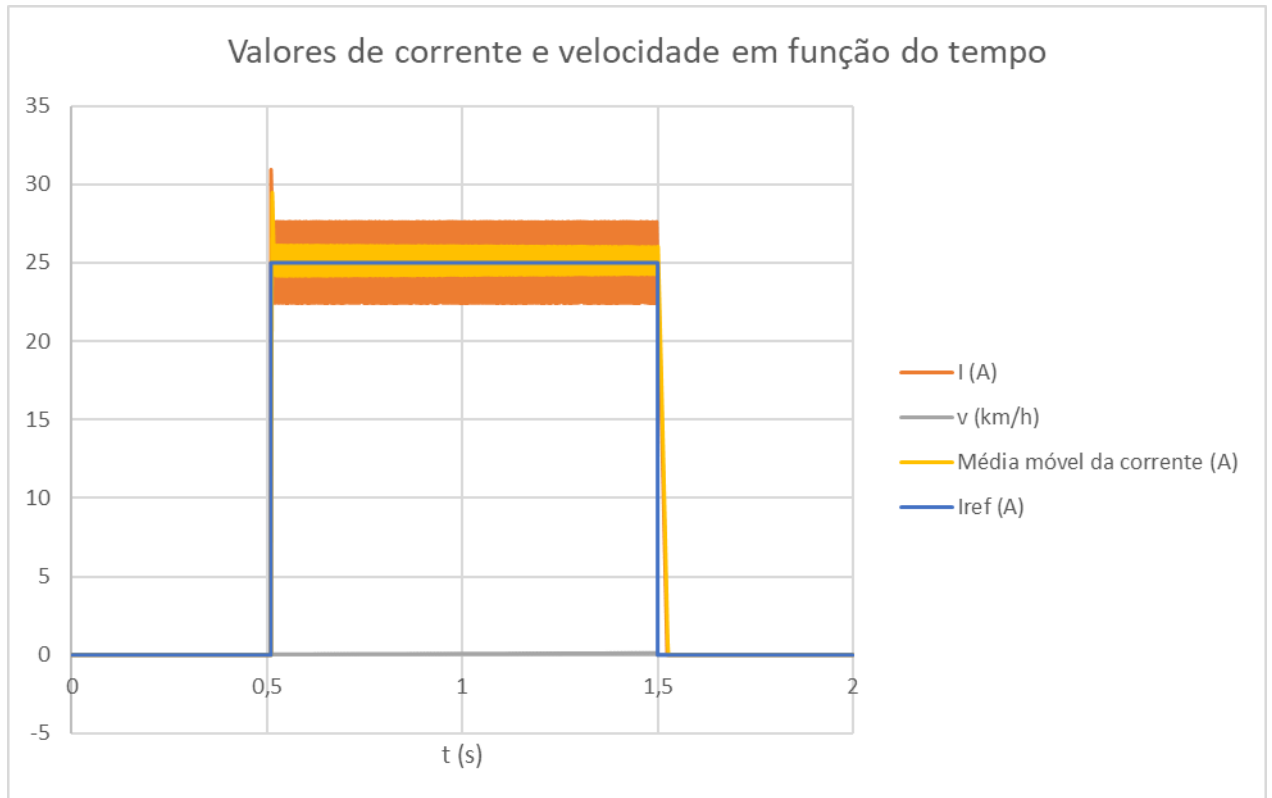


Figura 4-9 - Simulação do controlo de corrente em carga máxima com uma frequência de comutação de 25 kHz e utilizando uma bobina de 500 μ H.

Na Figura 4-9 observa-se uma pequena elevação da corrente até próximo de 31 A e depois se mantém dentro da banda de histerese definida para o controlo de corrente. No entanto, esta solução tem algumas desvantagens pois o tamanho e peso de uma bobina desta ordem de grandeza tende a ser grande e, para suportar correntes elevadas, o custo também se torna dispendioso.

Também foram realizados testes à resposta do sistema sem carga aplicada. Para tal, utilizou-se uma bateria de 48 V, uma corrente de referência de 15 A e uma banda de histerese de 3 A. Na Figura 4-10, observam-se os resultados dessa simulação.

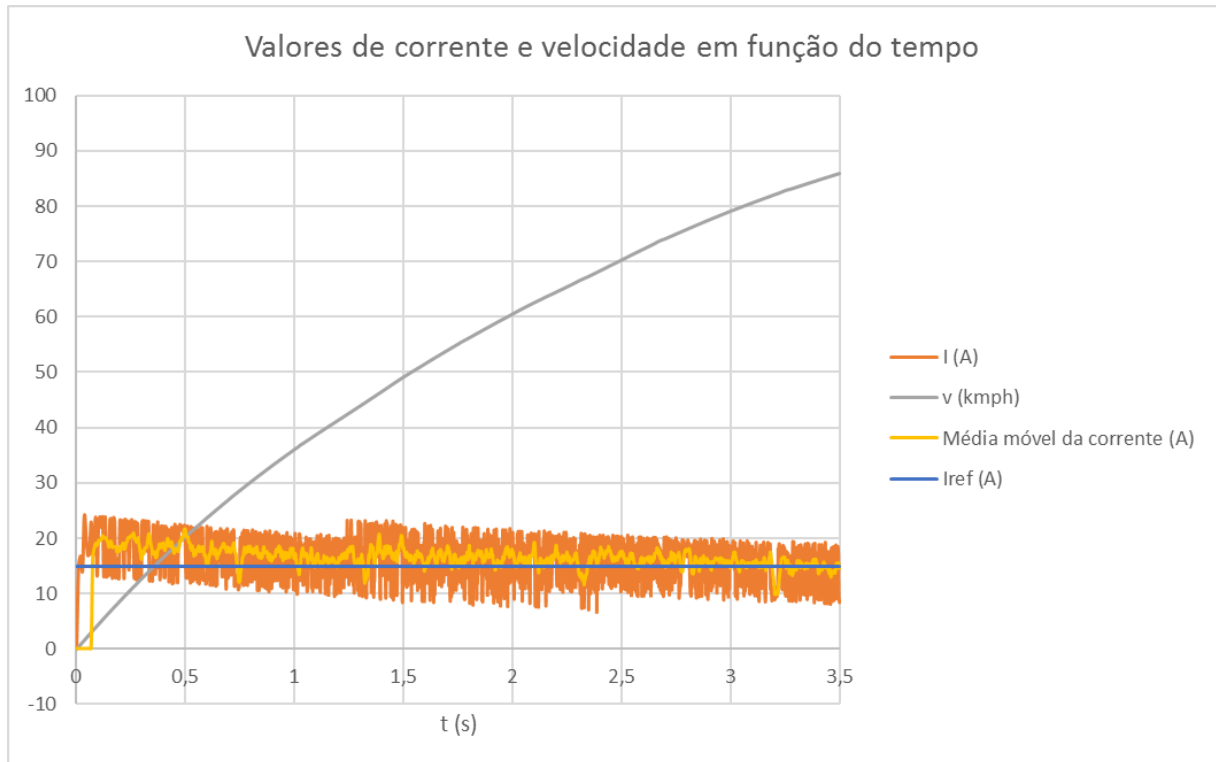


Figura 4-10 – Simulação do controlo de corrente sem carga aplicada.

Na Figura 4-10 verifica-se um rápido aumento da velocidade da roda, que alcança valores próximos de 90 km/h. A corrente média manteve-se próxima do valor de referência com um valor de 16,43 A, situando-se 1,43 A acima da corrente definida. Com estes resultados verifica-se que há convergência da corrente em torno do valor de referência com o controlo de corrente implementado.

Também foi simulada a resposta do sistema com travagem regenerativa. Nesta simulação definiu-se uma corrente de referência de 15 A e uma banda de histerese de 3 A, para o conversor funcionar como redutor, e uma corrente de referência -5 A e uma banda de histerese de 1 A para o conversor operar como elevador. A corrente de referência durante o funcionamento como elevador foi mantida num valor fixo visto ser este o valor recomendado no manual das baterias utilizadas, podendo danificá-las se forem utilizadas correntes superiores.

Na Figura 4-11 têm-se os resultados desta simulação, utilizando uma bateria de 48 V.

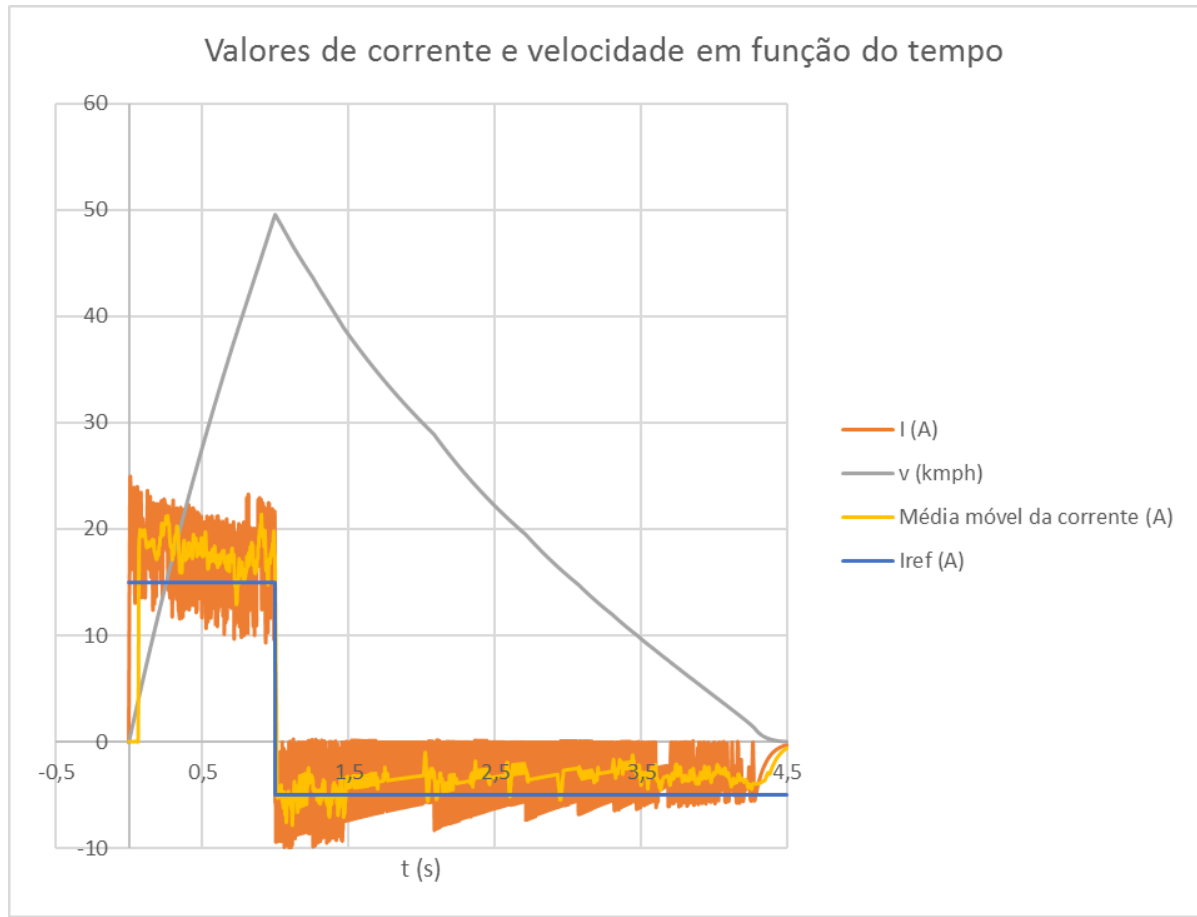


Figura 4-11 – Simulação do sistema com travagem regenerativa.

Na Figura 4-11 observa-se o aumento da velocidade até próximo de 50 km/h, sendo que no instante 1s é aplicada a travagem regenerativa, provocando a desaceleração da roda da moto. Após a iniciação da travagem regenerativa, a corrente é invertida pois o motor começa a funcionar como gerador, injetando corrente na bateria até que a velocidade se torne nula. A corrente média enquanto redutor foi de 17,63 A, situando-se 2,63 A acima da corrente definida. No caso de elevador, a corrente média foi de -3,63 A, mantendo-se 1,39 A abaixo da corrente de referência. Com estes resultados verifica-se que a corrente convergiu no valor de referência imposto durante o funcionamento como redutor e durante o funcionamento como elevador.

Na Figura 4-12 observa-se o estado de carga da bateria durante a simulação da Figura 4-11.

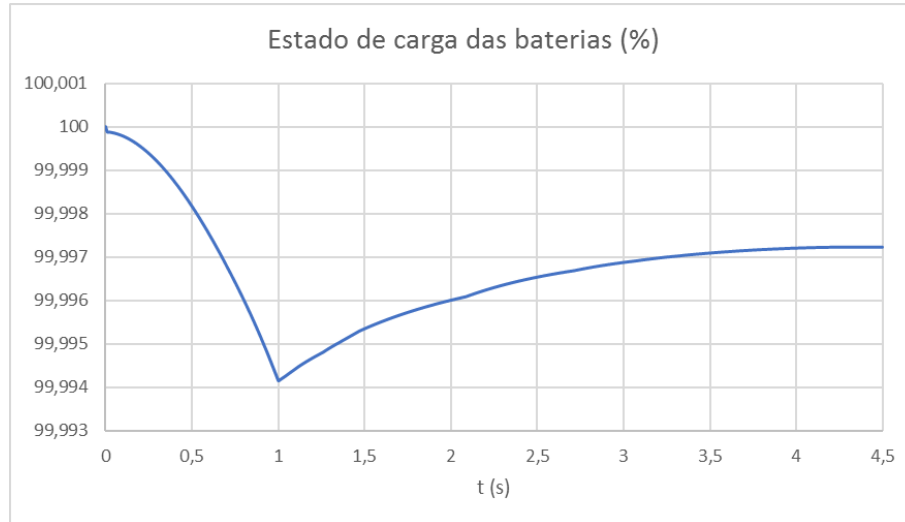


Figura 4-12 – Estado de carga da bateria durante a travagem regenerativa.

Através da Figura 4-12 verifica-se que a bateria começa a descarregar enquanto o conversor funciona como redutor e que, quando é aplicada a travagem regenerativa (instante 1 s), a bateria começa a ser carregada até a velocidade se tornar nula (instante 4,5 s).

Na Figura 4-13 são apresentados os resultados da simulação do sistema para várias correntes de referência.

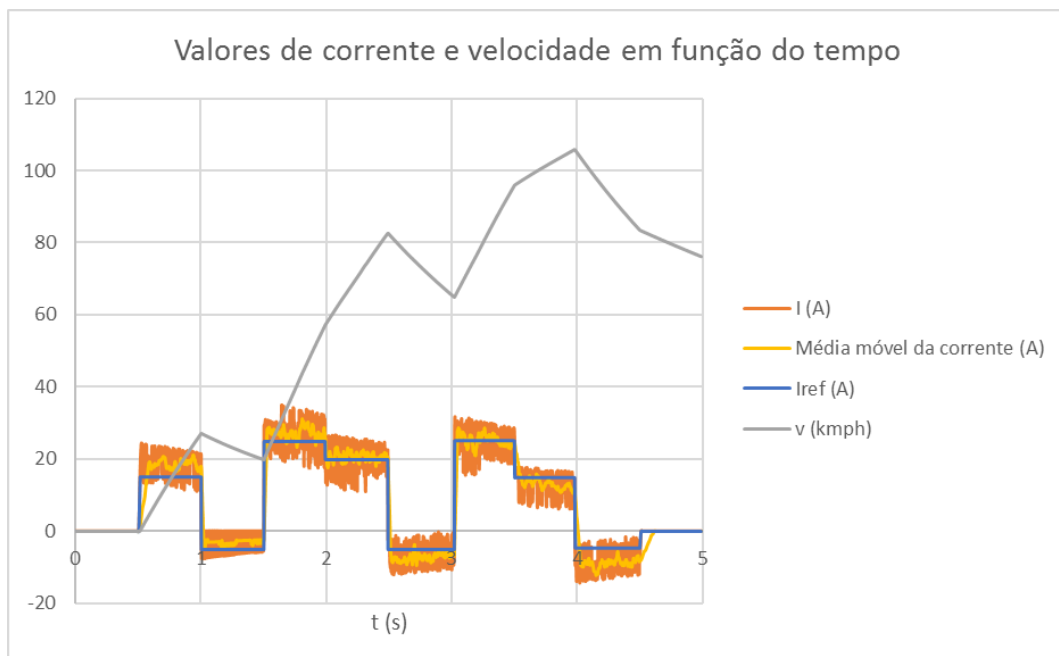


Figura 4-13 – Resposta do sistema para várias correntes de referência.

Observando a Figura 4-13, verifica-se que, em todos os momentos, a corrente tenta acompanhar os valores de referência.

5 Implementação da mota elétrica

Neste capítulo faz-se uma descrição do dimensionamento e implementação dos circuitos de condicionamento de sinal e componentes que constituem o veículo elétrico.

5.1 Conversor redutor/elevador bidirecional

Na Figura 5-1 mostra-se o conversor desenvolvido, que opera em dois modos: redutor e elevador.

Colocou-se um condensador próximo do MOSFET M₁, de modo a evitar picos elevados de tensão durante as comutações, prevenindo a danificação dos MOSFET.

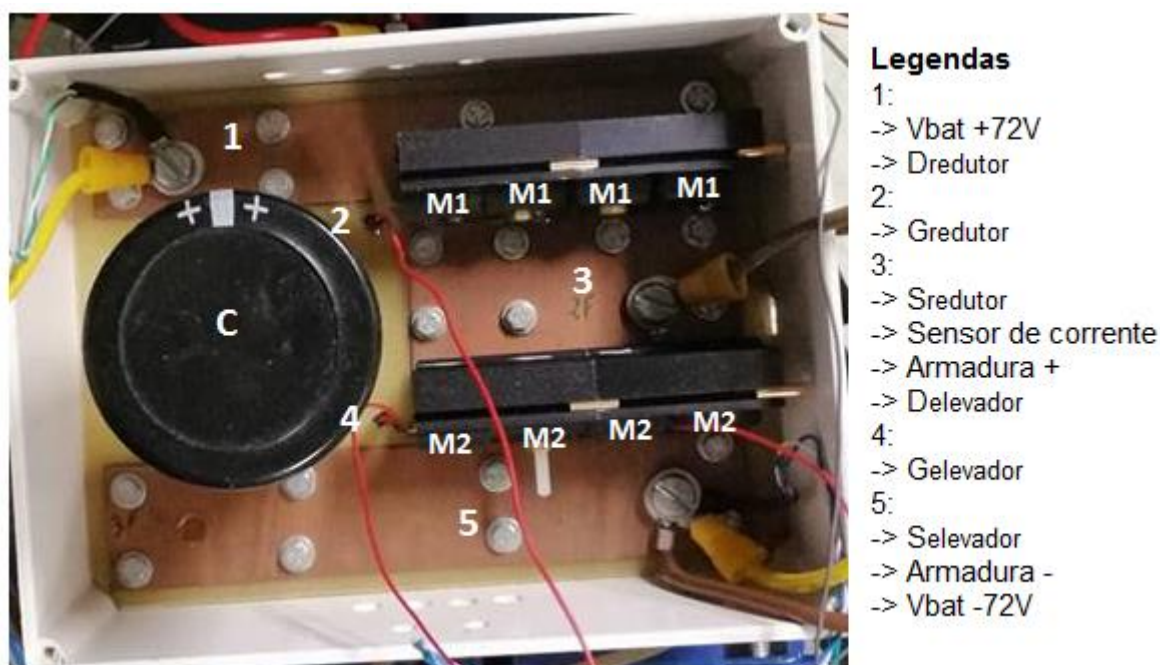


Figura 5-1 - Conversor redutor/elevador desenvolvido.

Para o cálculo do condensador recorreu-se à equação (3.30), assumindo uma frequência de comutação de 25 kHz, uma corrente de operação de 250 A, um *duty cycle* de 0.5 e uma variação de tensão de 7,2 V (10% da tensão das baterias).

$$C = \frac{250 * 0.5}{25000 * 7,2} = 714 \mu F \quad (5.1)$$

Utilizou-se um condensador de 1500 μF capaz de suportar até 400 V por ser o componente com o valor mais próximo do calculado que existia em laboratório.

O conversor redutor/elevador é composto pelos MOSFET *IRFP4568* da *Infineon Technologies*, capazes de suportar até 160 A contínuos. Utilizaram-se quatro MOSFET em paralelo, tanto no redutor como no elevador. No caso dos MOSFET em paralelo, devem ser usados componentes do mesmo lote de construção para que partilhem das mesmas características. A Figura 5-2 mostra o tipo de MOSFET utilizado [56].



Figura 5-2 – MOSFET *IRFP4568* [56].

Como já foi referido anteriormente, o modo redutor é utilizado para converter a energia elétrica em energia mecânica, controlando a corrente que é entregue ao motor e, conseqüentemente, ajustando a velocidade do veículo. O modo elevador é utilizado para aplicar travagem regenerativa, convertendo a energia mecânica em energia elétrica, permitindo o carregamento das baterias.

O conversor utiliza quatro MOSFET em paralelo (M_1) no redutor e quatro MOSFET em paralelo (M_2) no elevador. A utilização de MOSFET em paralelo permite que a corrente circule pelos vários MOSFET, tornando-se possível utilizar valores de corrente mais elevados do que se se utilizasse apenas um MOSFET.

Quando um MOSFET está a conduzir corrente, o seu comportamento é equivalente a uma resistência (R_{on}), começando a dissipar potência em forma de calor. Esta resistência aumenta com o calor e, como a corrente tende a seguir o percurso com menos resistência, então, mais corrente começa a circular pelos outros MOSFET, fazendo com que as suas resistências também aumentem. Desta forma, a corrente flui por todos os MOSFET de forma balanceada e a potência dissipada divide-se por todos eles [57].

Devido à indutância dos cabos, é necessário usar um condensador ligado entre os terminais positivo e negativo das baterias e o mais próximo possível dos MOSFET.

Caso um condensador não seja utilizado, poderão surgir picos de tensão bastante elevados devido à comutação que é feita na presença de indutâncias não desprezáveis dos cabos, capazes de destruir os MOSFET. Quando os MOSFET ficam em circuito aberto, a corrente fica sem um percurso e, visto que a presença de uma indutância não permite uma queda rápida da corrente, então para tentar manter a corrente existente no circuito, a tensão aumenta rapidamente. Esses valores de tensão são proporcionais à variação de corrente da indutância e podem atingir centenas de Volts, sendo capazes de destruir facilmente os MOSFET.

5.2 Caraterísticas das baterias

Para este projeto foram escolhidas seis baterias do tipo VRLA da marca *Ultracell*, que foram colocadas em série para se obter um sistema de 72 V. O principal motivo para a escolha deste tipo de bateria foi o seu preço económico.

A Figura 5-3 mostra a bateria VRLA selecionada para este projeto.



Figura 5-3 – Bateria VRLA de 12 V e 18 Ah [58].

Na Tabela 5-1 são apresentadas algumas das caraterísticas da bateria VRLA da *Ultracell* [58].

Tabela 5-1 – Caraterísticas das baterias utilizadas [58].

Comprimento	181,5 ± 2 mm
Largura	77 ± 2 mm
Altura	167,5 ± 2 mm
Peso	5,32 kg
Tensão nominal	12 V
Capacidade	18 Ah

5.3 Sensores

Neste capítulo apresenta-se o sensor de corrente escolhido e o dimensionamento dos componentes que garantem o seu funcionamento. Também é apresentado o acelerador elétrico utilizado neste projeto.

5.3.1 Sensor de corrente

O sensor de corrente utilizado foi o LEM HTFS-400 (Figura 5-4). Permite ler uma corrente DC primária, I_P , de ± 600 A e uma corrente nominal rms, I_{PN} , de 400 A [59].



Figura 5-4- Sensor de corrente LEM HTFS-400 [59].

Na Figura 5-5 tem-se o dimensionamento dos componentes utilizados para o funcionamento do sensor de corrente [23].

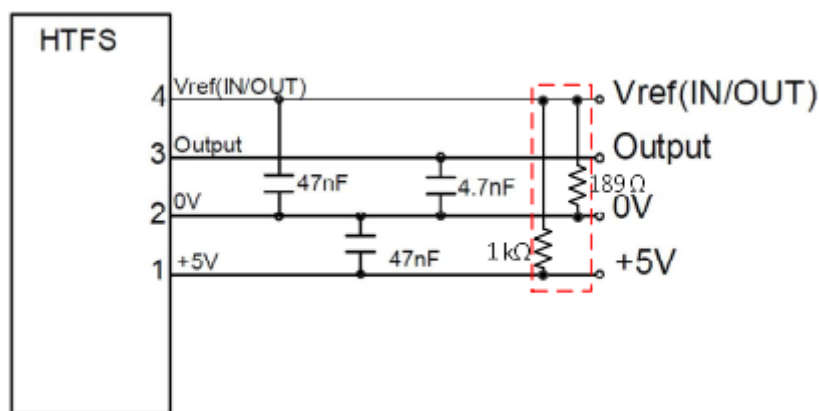


Figura 5-5 – Dimensionamento dos componentes para o funcionamento do sensor de corrente [23].

Com a configuração da Figura 5-5 obtém-se uma V_{ref} de 0,795 V. De acordo com o manual do sensor de corrente, a corrente máxima que pode ser lida é dada pela equação (5.2).

$$I_{P_{Limite\ superior}} = 864 \text{ A se } 0,5 \text{ V} < V_{Ref} < 1,8 \text{ V} \quad (5.2)$$

A corrente mínima que o sensor consegue ler é dada pela equação (5.3).

$$I_{P_{Limite inferior}} = (-320 * V_{Ref} + 160)A \text{ se } 0,5 V < V_{Ref} < 2,65V \Leftrightarrow \quad (5.3)$$

$$\Leftrightarrow I_{P_{Limite inferior}} = -94,4 A$$

Verifica-se, então, que este sensor permite ler valores de corrente entre:

$$-94,4 A \leq I_p \leq 864 A \quad (5.4)$$

A tensão máxima à saída do sensor de corrente, $V_{out max}$, pode ser obtida através da equação (5.5).

$$V_{out max} = V_{Ref} + \left(1,25 * \frac{I_p}{I_{PN}}\right) \Leftrightarrow V_{out max} = 0,795 + \left(1,25 * \frac{864}{400}\right) \Leftrightarrow \quad (5.5)$$

$$\Leftrightarrow V_{out max} = 3,495 V$$

De forma a reduzir o valor de tensão para um valor aceitável pela ADC do microcontrolador, utilizou-se o divisor de tensão da Figura 5-6.

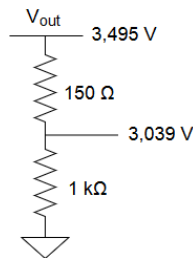


Figura 5-6 – Divisor de tensão para diminuir a tensão à saída do sensor de corrente.

5.3.2 Acelerador elétrico

Utilizou-se um acelerador de punho com um sensor de hall, capaz de gerar uma tensão à sua saída de acordo com a posição do seu punho.

Este acelerador é alimentado por +5 V e a tensão de saída varia entre +0,9 V e +4,3 V.

O acelerador de punho tem um interruptor de três posições, *ON-OFF-ON* e um interruptor do tipo *push*, como mostra a Figura 5-7.



Figura 5-7 – Acelerador elétrico com sensor de efeito de Hall.

Para proteger a entrada da ADC foi utilizado o divisor de tensão da Figura 5-8 para diminuir a tensão à sua saída.

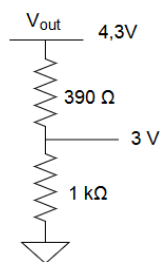


Figura 5-8 - Divisor de tensão para diminuir a tensão à saída do acelerador.

Os valores possíveis à saída do divisor de tensão da Figura 5-8 variam entre 0,647 V e 3 V.

Também foi utilizado o interruptor de *ON-OFF-ON* para controlar um relé que se conecta entre as baterias e o conversor redutor/elevador. O relé utilizado é ativado quando se pressiona o interruptor dos faróis para o lado direito, como se observa na Figura 5-9, sendo que na posição neutra o relé fica desligado.



Figura 5-9 - Ligação das baterias ao conversor através do interruptor do acelerador.

Na Figura 5-10 tem-se uma ilustração da ligação do interruptor do acelerador ao relé que faz a ligação entre as baterias e o conversor desenvolvido.

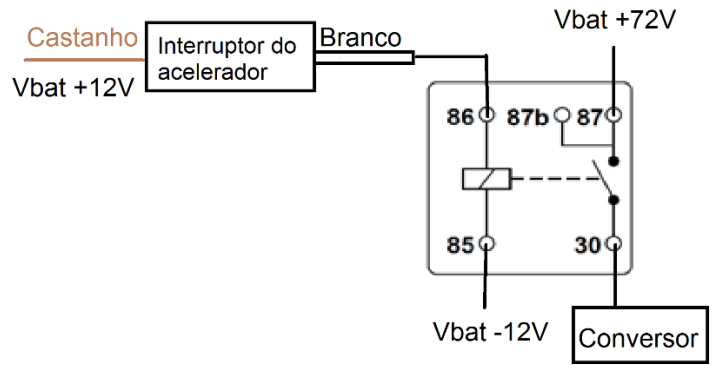


Figura 5-10 – Ligação do interruptor do acelerador ao relé que conecta as baterias ao conversor [60].

Na Tabela 5-2 estão listados os cabos utilizados no acelerador e respetivas funções.

Tabela 5-2 – Cabos do acelerador e respetivas funções.

	Cor dos cabos							
	Vermelho	Preto	Verde	Castanho	Branco	Azul	Amarelo	Cinza
Sensor de Hall	+5 V	GND	Sinal	N/A	N/A	N/A	N/A	N/A
Interruptor de balancim	N/A	N/A	N/A	Pin 86 do relé	V _{bat+12V}	Não usado	N/A	N/A
Interruptor push	N/A	N/A	N/A	N/A	N/A	N/A	Não usado	Não usado

5.4 Microcontrolador utilizado para controlar a mota elétrica

O microcontrolador utilizado neste projeto é o LAUNCHXL-F28379D da família de microcontroladores Delfino da *Texas Instruments* (Figura 5-11) [61].

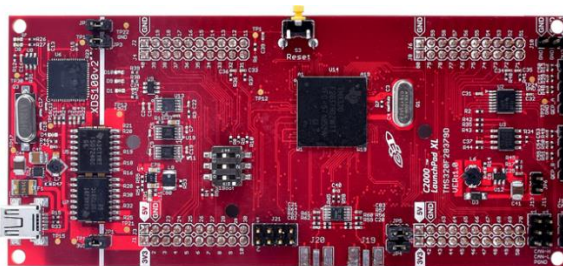


Figura 5-11 - LAUNCHXL-F28379D [61].

As características deste microcontrolador são [62]:

- Dois CPU TMS320C28x 32-bit (arquitetura multinúcleo);
- Frequência de 200 MHz por processador;

- Um total de 16 portas de ADC de 12-bit ou 16-bit (configurável);
- Unidade de matemática trigonométrica (TMU) para cálculos complexos;
- Suporte de comunicação interprocessador através de registos especializados ou através de memória RAM partilhada;
- Módulo de expansão de interrupções (PIE);
- 12 instâncias ePWM com dois canais cada, providenciando um total de 24 canais ePWM.

5.4.1 Comunicação interprocessador

O microcontrolador Dual Core Delfino tem à sua disposição quatro registos de 32 bits em cada um dos processadores que podem ser utilizados para comunicação interprocessador. Também têm disponíveis dois blocos de memória RAM partilhados para leitura e escrita de dados.

5.4.1.1 RAM de mensagens

Cada bloco de memória RAM tem um tamanho de 1K palavras de 16 bits e a comunicação destes blocos de memória é unidirecional. O CPU1 consegue ler e escrever no bloco de memória CPU1 para CPU2 enquanto que o CPU2 apenas pode fazer leituras deste bloco e vice-versa para o bloco de memória CPU2 para CPU1.

Na Tabela 5-3 tem-se a posição das memórias RAM partilhadas de cada CPU e as permissões de leitura/escrita [62].

Tabela 5-3 – Posição das memórias RAM partilhadas em cada um dos CPU [62].

Message RAM	CPU1 Subsystem	CPU2 Subsystem
	CPU1	CPU2
<i>CPU1 to CPU2 ("C1toC2"), endereço 0x03FC00</i>	<i>Read/Write</i>	<i>Read</i>
<i>CPU2 to CPU1 ("C2toC1"), endereço 0x03F800</i>	<i>Read</i>	<i>Read/Write</i>

5.4.1.2 Registos IPC

Os registos interprocessador (IPC) permitem uma forma de comunicação simples e flexível. No entanto, cada processador apenas contém quatro registos IPC e são limitados no tamanho da informação que podem armazenar (32-bits). Na Tabela 5-4 tem-se a descrição de cada um dos registos IPC disponíveis [62].

Tabela 5-4 – Descrição dos registos IPC disponíveis [62].

Local register name	Local CPU	Remote CPU	Remote register name
<i>IPCSENDCOM</i>	<i>Read/Write</i>	<i>Read</i>	<i>IPCRECVCOM</i>
<i>IPCSENDADDR</i>	<i>Read/Write</i>	<i>Read</i>	<i>IPCRECVADDR</i>
<i>IPCSENDDATA</i>	<i>Read/Write</i>	<i>Read</i>	<i>IPCRECVDATA</i>
<i>IPCREMOTEREPLY</i>	<i>Read</i>	<i>Read/Write</i>	<i>IPCLOCALREPLY</i>

5.4.1.3 Flags e interrupções IPC

Existem 32 sinais de eventos IPC do CPU1 para o CPU2 e vice-versa. Desses sinais, quatro deles (IPC0-IPC3) podem ser configurados para criar uma interrupção no CPU remoto [62]. A Figura 5-12 mostra o sistema de *flags* e interrupções IPC [62].

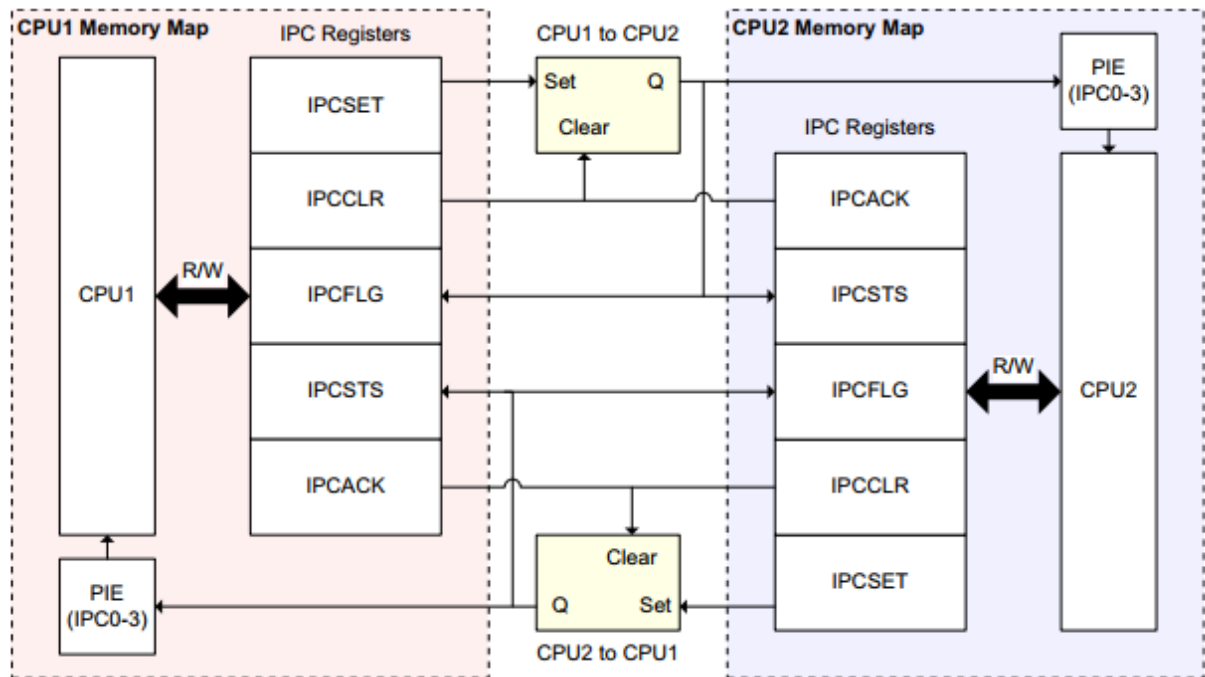


Figura 5-12 - Sistema de flags e interrupções IPC. [62].

O CPU1 pode gerar uma interrupção no CPU2 utilizando o registo *IPCSET*. Depois da rotina de interrupção terminar, é utilizado o registo *IPCAACK* para notificar o CPU1 que que é possível enviar mais interrupções. Também é possível o CPU2 iniciar uma interrupção no CPU1, tal como indicado na Figura 5-12.

5.4.2 Modulo de expansão de interrupções - PIE

Os microcontroladores da família 28x têm muitos periféricos e cada um dos periféricos é capaz de gerar uma ou mais interrupções. Como o CPU não tem capacidade

suficiente para lidar com todos os pedidos de interrupção ao nível de CPU, é utilizado um módulo de expansão de interrupções (*Peripheral Interrupt Expansion – PIE*) centralizado para arbitrar os vários pedidos de interrupção vindos dos diversos periféricos ou portas externas. Este módulo permite multiplexar diversas fontes de interrupções em um grupo menor de interrupções e suporta até noventa e seis interrupções individuais agrupadas em blocos de oito. Cada um destes grupos é ligado às linhas de interrupção do CPU (INT1 até INT12) [62], [63].

Na Figura 5-13 mostra-se a multiplexagem das interrupções em grupos menores e os diversos registos e *flags* necessários para que uma interrupção alcance o núcleo do CPU [64].

Peripheral Interrupt Expansion - PIE

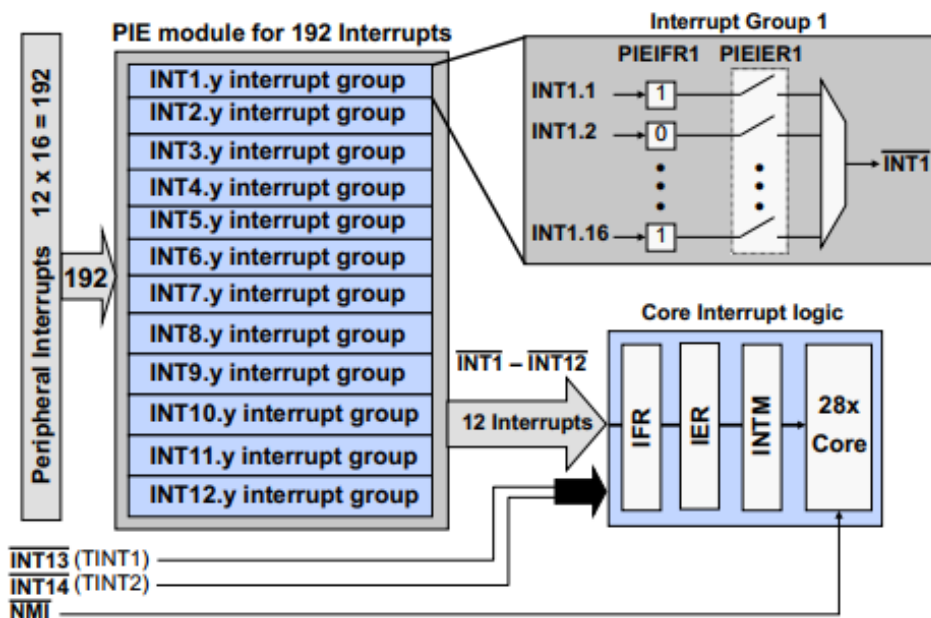


Figura 5-13- Grupos de interrupções do módulo PIE [64].

O agrupamento de interrupções menos significativo (INTx.1 a INTx.8) dos periféricos pode ser observado na Figura 5-14.

F2837xD PIE Assignment Table - Lower

	INTx.8	INTx.7	INTx.6	INTx.5	INTx.4	INTx.3	INTx.2	INTx.1
INT1	WAKE	TINT0	ADCD1	XINT2	XINT1	ADCC1	ADCB1	ADCA1
INT2	PWM8_TZ	PWM7_TZ	PWM6_TZ	PWM5_TZ	PWM4_TZ	PWM3_TZ	PWM2_TZ	PWM1_TZ
INT3	PWM8	PWM7	PWM6	PWM5	PWM4	PWM3	PWM2	PWM1
INT4			ECAP6	ECAP5	ECAP4	ECAP3	ECAP2	ECAP1
INT5						EQEP3	EQEP2	EQEP1
INT6	MCBSP_B_TX	MCBSP_B_RX	MCBSP_A_TX	MCBSP_A_RX	SPIB_TX	SPIB_RX	SPIA_TX	SPIA_RX
INT7			DMA_CH6	DMA_CH5	DMA_CH4	DMA_CH3	DMA_CH2	DMA_CH1
INT8	SCID_TX	SCID_RX	SCIC_TX	SCIC_RX	I2CB_FIFO	I2CB	I2CA_FIFO	I2CA
INT9	DCANB_2	DCANB_1	DCANA_2	DCANA_1	SCIB_TX	SCIB_RX	SCIA_TX	SCIA_RX
INT10	ADCB4	ADCB3	ADCB2	ADCB_EVT	ADCA4	ADCA3	ADCA2	ADCA_EVT
INT11	CLA1_8	CLA1_7	CLA1_6	CLA1_5	CLA1_4	CLA1_3	CLA1_2	CLA1_1
INT12	FPU_UF	FPU_OF	VCU			XINT5	XINT4	XINT3

Figura 5-14 - Agrupamento das interrupções menos significativas do módulo PIE [64].

Na Figura 5-15 tem-se o agrupamento das interrupções mais significativas do módulo PIE (INTx.9 a INTx.16).

F2837xD PIE Assignment Table - Upper

	INTx.16	INTx.15	INTx.14	INTx.13	INTx.12	INTx.11	INTx.10	INTx.9
INT1	IPC3	IPC2	IPC1	IPC0				
INT2					PWM12_TZ	PWM11_TZ	PWM10_TZ	PWM9_TZ
INT3					EPWM12	EPWM11	EPWM10	EPWM9
INT4								
INT5							SD2	SD1
INT6							SPIC_TX	SPIC_RX
INT7								
INT8		UPPA						
INT9		USBA						
INT10	ADCD4	ADCD3	ADCD2	ADCD_EVT	ADCC4	ADCC3	ADCC2	ADCC_EVT
INT11								
INT12	CLA_UF	CLA_OF	AUX_PLL_SLIP	SYS_PLL_SLIP	RAM_ACC_VIOLAT	FLASH_C_ERROR	RAM_C_ERROR	EMIF_ERROR

Figura 5-15 - Agrupamento das interrupções mais significativas do módulo PIE [64].

O tratamento de uma interrupção gerada por um periférico até chegar ao núcleo do CPU é demonstrado na Figura 5-16 [62].

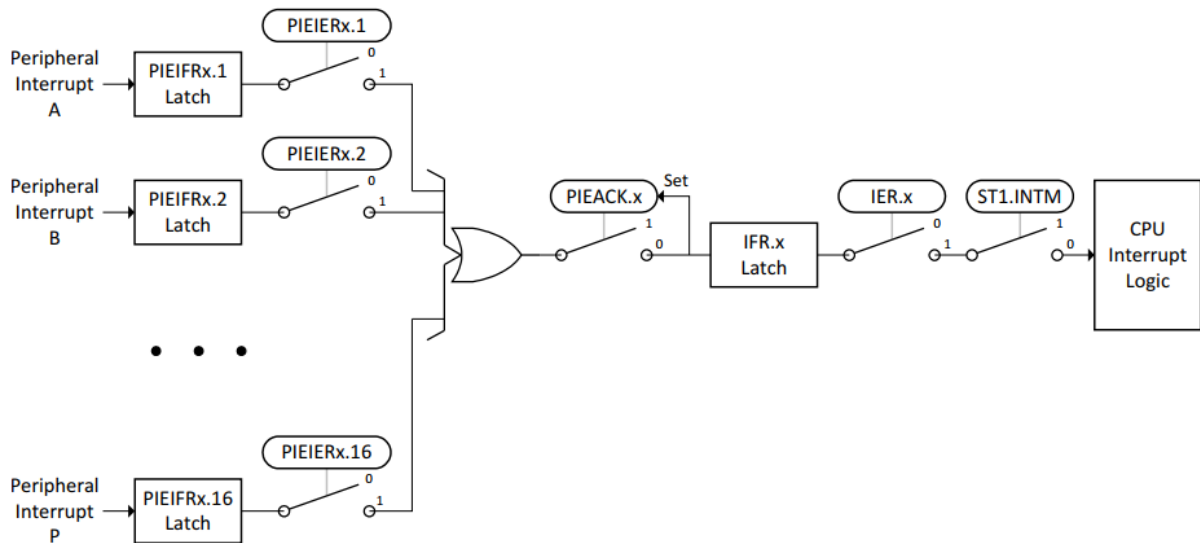


Figura 5-16 - Percurso de propagação de uma interrupção desde o módulo PIE até alcançar o núcleo do processador [62].

Quando um periférico gera uma interrupção (no grupo PIE x, canal y), são gerados os seguintes eventos:

1. A *flag* de interrupção PIE, correspondente ao grupo x e canal y, fica *latched* (colocado a '1').

$$PIEFRx.y = 1.$$

2. Se o registo *PIERx.y* estiver ativo a interrupção se propaga. Este registo costuma ser ativado durante as configurações iniciais da seguinte forma:

$$PieCtrlRegs.PIEIERx.bit.INTxy = 1.$$

3. Para a interrupção se propagar, o bit do registo de reconhecimento do grupo x da PIE deve estar a zero. Esse registo é limpo da seguinte forma:

$$PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUPx.$$

Se esta condição se verificar, então o pedido de interrupção procede para o CPU e o bit de reconhecimento é colocado da seguinte forma:

$$PIEACK.x = 1.$$

Para o CPU voltar a receber interrupções deste grupo é necessário limpar este bit novamente. Isso é feito normalmente antes de se sair da rotina de interrupção.

4. A *flag* de interrupção do CPU fica *latched* indicando a existência de uma interrupção pendente:

$$IFR.x = 1.$$

5. Se a interrupção do CPU estiver ativa ($IER.x = 1$) e a máscara de interrupção global estiver limpa ($INTM = 0$) então o CPU serve a interrupção $INTx$. A interrupção $IER.x$ e a máscara de interrupção global são configuradas da seguinte forma:

$$IER \models M_INTx; \\ EINT.$$

6. O CPU reconhece a interrupção e executa uma troca de contexto automaticamente. O bit $IER.x$ é limpo e o registo $INTM$ é colocado a '1'.
7. O CPU busca o vetor da ISR do módulo PIE e a *flag* de interrupção do módulo PIE é limpa.

$$PIEIFRx.y = 0.$$

8. O CPU executa a rotina de interrupção.

5.4.3 Periférico de modulação PWM

O microcontrolador utilizado contém um periférico PWM melhorado (*enhanced PWM* ou *ePWM*). Este periférico é útil no controlo de sistemas de potência tanto comerciais como industriais. Algumas das aplicações incluem controlo digital de motores, controlo de fontes de alimentação comutadas, fontes de alimentação ininterruptas (UPS) entre outros métodos de controlo de eletrónica de potência. Existem doze módulos *ePWM*, cada um com duas saídas, $EPWMxA$ e $EPWMxB$, providenciando um total de vinte e quatro canais *ePWM*. Na Figura 5-17 estão representados os submódulos presentes em cada um dos módulos *ePWM* e as ligações dos seus sinais [62].

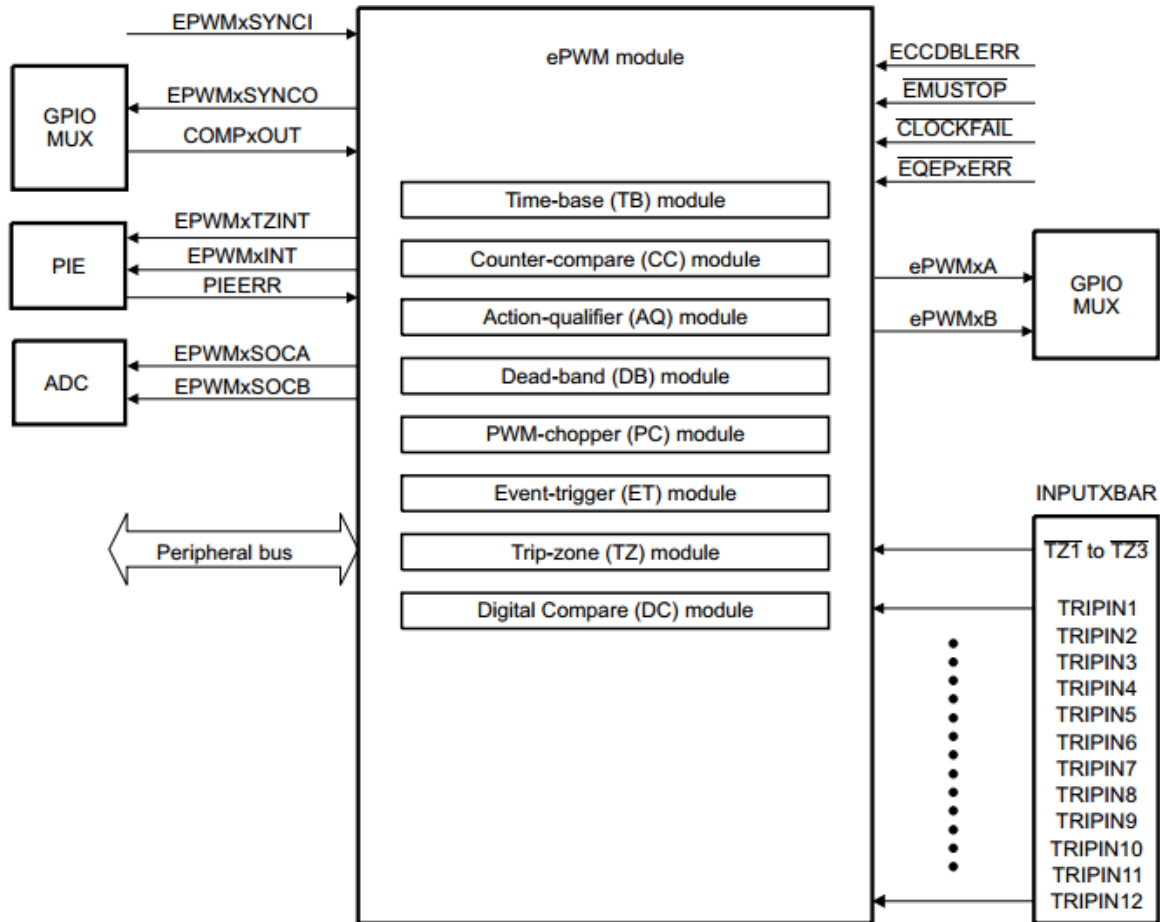


Figura 5-17 – Submódulo do ePWM [62].

Neste projeto foram utilizados os submódulos *Time-base (TB)* e *Event-trigger (ET)*, que são descritos de seguida.

5.4.3.1 Submódulo *Time-Based (TB)*

Cada módulo *ePWM* contém o seu próprio submódulo TB que é responsável por definir a frequência ou período do acontecimento de eventos por parte do *ePWM* e também é usado para sincronizar os diversos *ePWM* na mesma frequência.

O período do *ePWM* é definido por um contador, *TBCTR*. O modo de contagem pode ser crescente (*Up-count*), decrescente (*Down-count*) ou crescente e decrescente (*Up-down count*). A configuração do modo de contagem, *CTRMODE*, encontra-se no registo *Time Base Control Register (TBCTL)* de 16 bits e pode receber os valores da Tabela 5-5 [62].

Tabela 5-5 – Descrição do campo CTRMODE contido no registo TBCTL [62].

Bit	Nome	Tipo	Descrição
1-0	CTRMODE	R/W	00: <i>Up-count</i> 01: <i>Down-count</i> 10: <i>Up-down count</i> 11: contador congelado (por defeito após <i>reset</i>)

O cálculo do período e da frequência do PWM para o modo de contagem crescente ou decrescente pode ser obtido pelas equações (5.6) e (5.7).

$$T_{PWM} = (TBPRD + 1) * T_{TBCLK} \quad (5.6)$$

$$f_{PMW} = \frac{1}{T_{PWM}} \quad (5.7)$$

O T_{PWM} é o período do PWM desejado e f_{PMW} a sua frequência, $TBPRD$ (*Time-base Period*) é o número de contagens até se chegar ao período pretendido, T_{TBCLK} é o período de cada contagem e está relacionado com o relógio do ePWM ($EPWMCLK$). O seu valor pode ser determinado através da equação (5.8).

$$T_{TBCLK} = \frac{EPWMCLK}{HSPCLKDIV * CLKDIV} \quad (5.8)$$

O $HSPCLKDIV$ (*High Speed Time Base Pre-Scale*) e o $CLKDIV$ são dois campos do registo $TBCTL$ que permitem escolher o período T_{TBCLK} . Na Tabela 5-6 são apresentados os valores que podem ser atribuídos [62].

Tabela 5-6 – Descrição do campo CLKDIV e HSPCLKDIV contidos no registo TBCTL [62].

Bit	Nome	Tipo	Descrição
12-10	CLKDIV	R/W	000: /1 (por defeito após reset) 001: /2 010: /4 011: /8 100: /16 101: /32 110: /64 111: /128
9-7	HSPCLKDIV	R/W	000: /1 001: /2 (por defeito após reset) 010: /4 011: /6 100: /8 101: /10 110: /12 111: /14

O $EPWMCLK$ é o relógio do módulo $ePWM$ e é dado pela equação (5.9) [62].

$$EPWMCLK = \frac{PLLSYSCLK}{EPWMCLKDIV} \quad (5.9)$$

O $PLLSYSCLK$ corresponde ao relógio do sistema e o $EPWMCLKDIV$ é um campo do registo $PERCLKDIVSEL$ e pode receber os valores da Tabela 5-7 [62].

Tabela 5-7 – Descrição do campo EPWMCLKDIV contido no registo PERCLKDIVSEL [62].

Bit	Nome	Tipo	Descrição
1-0	EPWMCLKDIV	R/W	00: /1 01: /2 (por defeito após reset)

A equação (5.6) pode ser reescrita pela equação (5.10) para facilitar o cálculo de $TBPRD$:

$$TBPRD = \frac{f_{TBCLK}}{f_{PWM}} - 1 \quad (5.10)$$

f_{TBCLK} é a frequência de cada contagem. Na Figura 5-18 tem-se um exemplo de uma contagem crescente com um $TBPRD = 4$ [62].

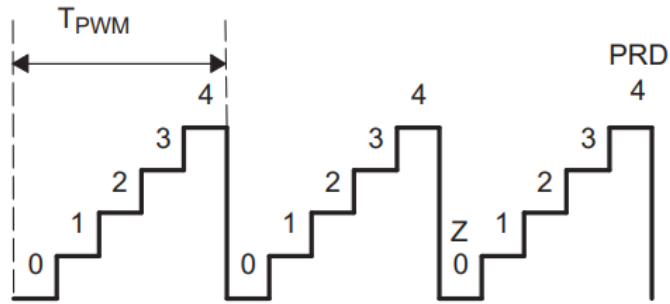


Figura 5-18 – Exemplo de uma contagem crescente com um TBPRD = 4 [62].

Neste modo o contador *TBCTR* é iniciado a zero e quando o seu valor é igual ao número de contagens definido o contador é reiniciado.

5.4.3.2 Submódulo *Event Trigger (ET)*

O submódulo de eventos (ET) é responsável por gerir os eventos criados pelo submódulo TB, transmitindo interrupções para o CPU e/ou iniciar a conversão de uma ADC quando um evento ocorre. Na Figura 5-19 observam-se os sinais que chegam ao módulo ET e saídas possíveis [62].

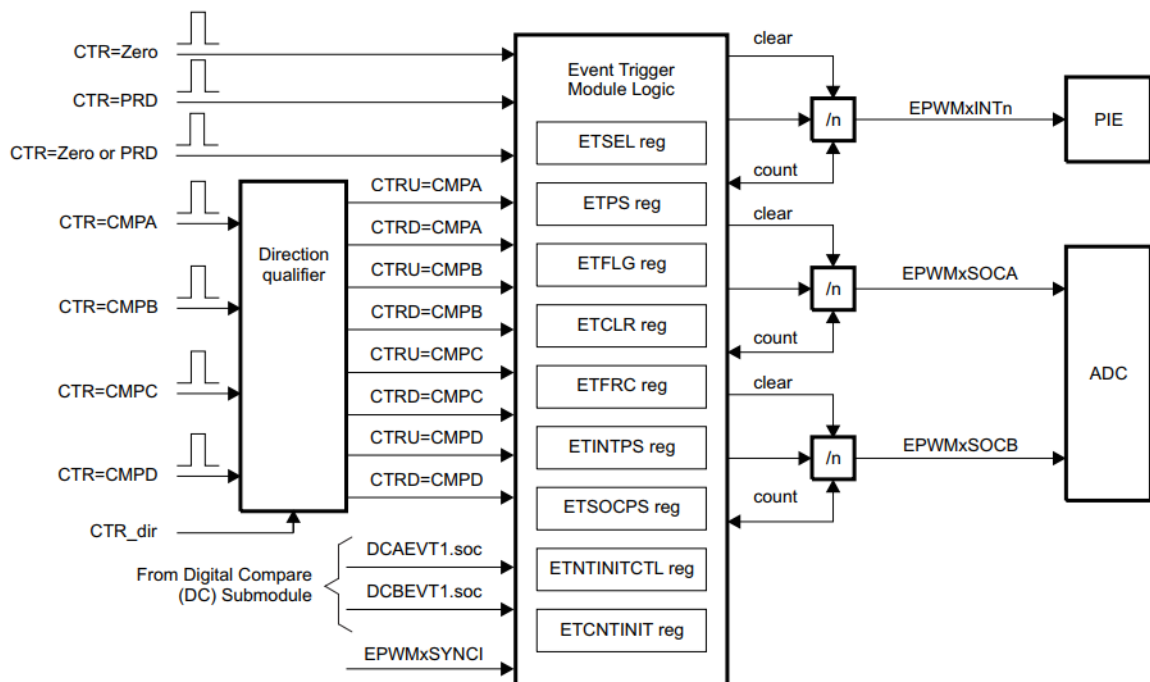


Figura 5-19 – Módulo de ativação de eventos (ET) e suas ligações [62].

Neste projeto, o módulo ET foi utilizado para gerar o início de conversão de cada ADC (*start-of-conversion* ou SOC). Para isso foi utilizado o registo de seleção de eventos (*ETSEL*) e o registo de seleção do período do SOC (*ETSP*). Foram utilizados os

campos *SOCAEN* e o *SOCASEL* do registo *ETSEL*. Na Tabela 5-8 observa-se os valores mais relevantes para este trabalho [62].

Tabela 5-8 – Descrição do campo *SOCAEN* e *SOCASEL* contidos no registo *ETSEL* [62].

Bit	Nome	Tipo	Descrição
11	SOCAEN	R/W	0: desativa o impulso EPWMxSOCA 1: ativa o impulso EPWMxSOCA
10-8	SOCASEL	R/W	... 001: ativa evento quando TBCTR = 0x00 010: ativa evento quando TBCTR = TBPRD 011: ativa evento quando TBCTR=0x00 ou TBCTR=TBPRD ...

No registo *ETPS* foi utilizado o campo *SOCAPRD* que permite escolher a periodicidade dos eventos com que é gerado um impulso *SOC*. Na Tabela 5-9 são apresentados os valores que este parâmetro pode receber [62].

Tabela 5-9 – Descrição do campo *SOCPRD* contido no registo *ETPS* [62].

Bit	Nome	Tipo	Descrição
9-8	SOCAPRD	R/W	00: desativa o contador SOCA. Não gera nenhum impulso EPWMxSOCA 01: gera o impulso EPWMxSOCA no primeiro evento 10: gera o impulso EPWMxSOCA no segundo evento 11: gera o impulso EPWMxSOCA no terceiro evento

5.4.4 Sistema de conversões analógico para digital

O microcontrolador utilizado tem à sua disposição 16 canais ADC com resolução de 12-bits ou 16-bits. Estes canais estão divididos por três módulos, ADCA, ADCB e ADCC. Algumas das formas de iniciar uma conversão analógica são:

- Através de *software*;
- Qualquer módulo *ePWM* – ADCSOC A e B;
- GPIO XINT2;
- Temporizadores CPU;
- ADCINT1/2.

Neste projeto foi utilizado o método de iniciação da conversão analógica através de um canal *ePWM*. Para escolher a fonte de conversão é utilizado o campo *TRIGSEL*. Também é necessário escolher um sinal SOC, de entre 16 canais disponíveis, para fazer a conversão do canal ADC (*CHSEL*) e qual o tempo de aquisição de valores da ADC (*ACQPS*). Os três campos mencionados situam-se no registo de controlo de SOC (*ADCSOCxCTL* sendo x o canal SOC escolhido), como se pode observar na Tabela 5-10. Os valores obtidos pelo canal SOC ficam guardados no registo *ADCRESULTx* [62].

Tabela 5-10 – Descrição do campo *TRIGSEL*, *CHSEL* e *ACQPS* contidos no registo *ADCSOCxCTL* [62].

Bit	Nome	Tipo	Descrição
24-20	TRIGSEL	R/W	... 07h: ADCTRIG7 – ePWM2, ADCSOCA 08h: ADCTRIG8 – ePWM2, ADCSOCA ...
18-15	CHSEL	R/W	Seleciona o canal a ser convertido da ADC 0h: ADCIN0 ... Fh: ADCIN15
8-0	ACQPS	R/W	Tempo de aquisição de valores da ADC 000h: janela de amostragem de 1 ciclo de sistema ... 1FFh: janela de amostragem de 512 ciclos de sistema

Quando a conversão da ADC termina (*end-of-conversion* ou *EOC*) é possível invocar uma rotina de interrupção para fazer o processamento dos dados obtidos. Para este efeito estão disponíveis quatro interrupções, *ADCINT1-ADCINT4*. Para utilizá-las é necessário ativá-las e selecionar qual a *EOCx* que invocará a interrupção. Na Tabela 5-11 têm-se os campos contidos no registo *ADCINTSEL1N2*, necessários para ativar e invocar a interrupção *ADCINT1* [62].

Tabela 5-11 – Descrição do campo INT1E e INT1SEL contidos no registo ADCINTSEL1N2 [62].

Bit	Nome	Tipo	Descrição
5	INT1E	R/W	0: interrupção ADCINT1 Desativada 1: interrupção ADCINT1 ativada
3-0	INT1SEL	R/W	0h: EOC0 ativa a interrupção ADCINT1 ... Fh: EOC15 ativa a interrupção ADCINT1

Depois da rotina de interrupção estar servida é necessário limpar a *flag* de interrupção *ADCINT1* para ser possível invocar a rotina novamente com a *EOCx* escolhida. Para limpar esta *flag* é utilizado o campo *ADCINT1* do registo *ADCINTFLG* como se observa na Tabela 5-12 [62].

Tabela 5-12 – Descrição do campo ADCINT1 contido no registo ADCINTFLGCLR [62].

Bit	Nome	Tipo	Descrição
0	ADCINT1	R/W	0: sem efeito 1: limpa o bit da <i>flag</i> <i>ADCINTFLG</i>

É possível configurar o canal de uma ADC em dois modos de sinal: singular ou diferencial. O modo diferencial é utilizado para comparar dois resultados de dois canais ADC. Esta configuração é feita no *SIGNALMODE*.

Também é possível escolher entre uma resolução de 12-bit ou 16-bit através do parâmetro *RESOLUTION*. O relógio da ADC é um divisor do relógio do sistema e é configurado através do *PRESCALE*. Estes parâmetros mencionados encontram-se no registo de controlo 2 de ADC, *ADCCTL2*, como se observa na Tabela 5-13 [62].

Tabela 5-13 – Descrição dos campos utilizados no registo ADCCTL2 [62].

Bit	Nome	Tipo	Descrição
7	<i>SIGNALMODE</i>	R/W	Modo de sinal 0: singular 1: diferencial
6	<i>RESOLUTION</i>	R/W	Resolução de conversão 0: 12-bit 1: 16-bit
3-0	<i>PRESCALE</i>	R/W	Divisor de relógio da ADC ... 0110: /4 ...

O módulo ADC precisa ser ligado e para isso é utilizado o parâmetro *ADCPWDNZ*. É necessário escolher quando ocorre o impulso de interrupção da ADC, usando o parâmetro *INTPULSEPOS*. A Tabela 5-14 mostra os campos contidos no registo de controlo 1 de ADC, *ADCCTL1* [62].

Tabela 5-14 - Descrição dos campos utilizados do registo ADCCTL1 [62].

Bit	Nome	Tipo	Descrição
7	<i>ADCPWDNZ</i>	R/W	0: desliga o módulo ADC 1: liga o módulo ADC
2	<i>INTPULSEPOS</i>	R/W	0: interrupção da ADC ocorre no final da janela de aquisição 1: interrupção da ADC ocorre no final da conversão

5.5 Programação do microcontrolador

No algoritmo implementado, o CPU1 funciona como mestre e o CPU2 como escravo. O CPU1 dá permissão ao CPU2 para configurar e ler valores das ADC e, após as leituras e conversão dos valores analógicos, o CPU2 escreve a informação numa determinada posição de memória partilhada e dá sinal ao CPU1 a avisar que os valores estão prontos para serem lidos e armazenados em variáveis. O CPU1 decide como agir de acordo com os dados recolhidos.

5.5.1 Algoritmo do CPU1

Na Figura 5-20 tem-se o fluxograma do algoritmo principal desenvolvido para o CPU1.

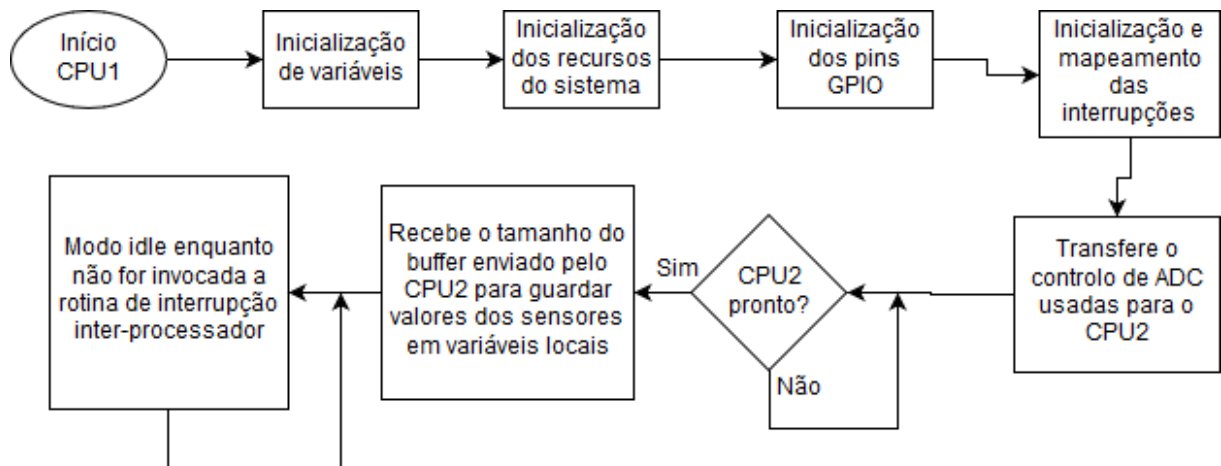


Figura 5-20 – Fluxograma do principal algoritmo do CPU1.

Inicialmente, é necessário executar as diversas inicializações mencionadas na Figura 5-20. Terminadas as inicializações, o controlo e configuração das ADC utilizadas para a leitura dos sensores, estas são transferidas para o CPU2, ficando o CPU1 a aguardar até que o CPU2 envie um sinal IPC assinalando que as suas configurações terminaram. O CPU1 recebe o tamanho do buffer das variáveis que necessita extrair da memória RAM partilhada e, enquanto não for chamada uma rotina de interrupção, o CPU1 fica em modo inativo para conservar energia.

Na Figura 5-21 tem-se o fluxograma do algoritmo de interrupção do CPU1.

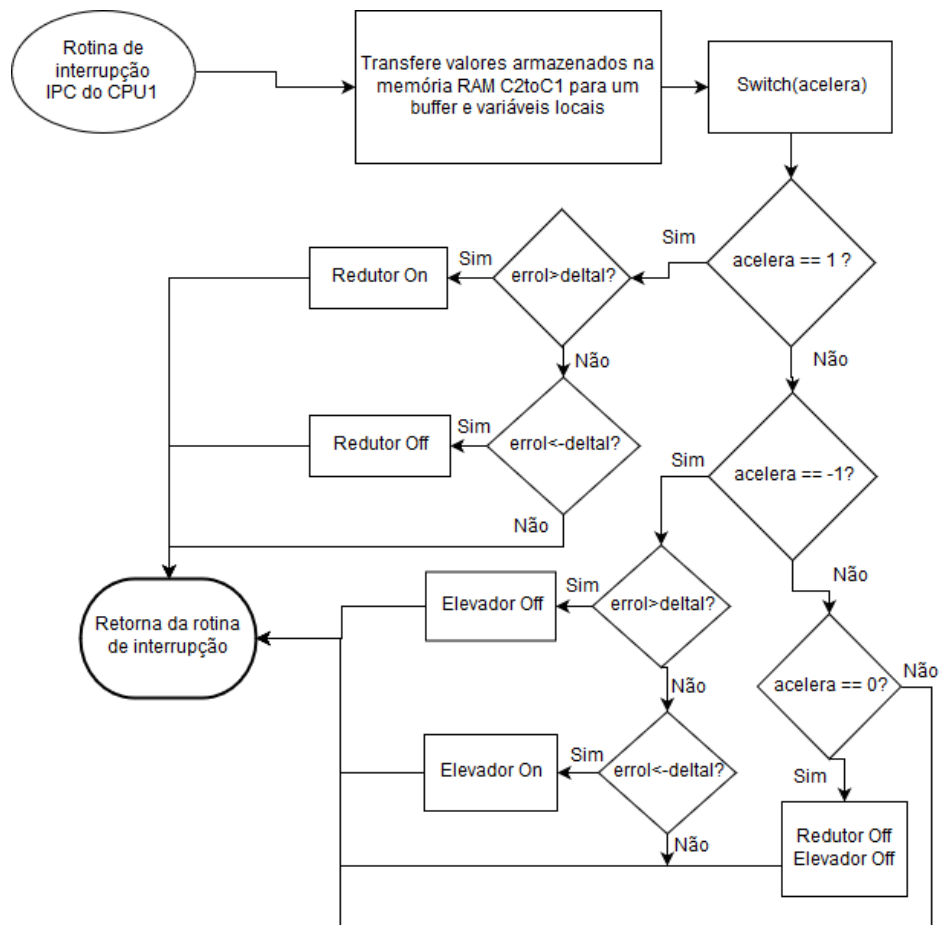


Figura 5-21 - Algoritmo de interrupção IPC do CPU1.

A rotina de interrupção da Figura 5-21 é invocada depois do CPU2 terminar a leitura das ADC e realizar o processamento dos valores obtidos. O CPU1 busca da memória de RAM partilhada, C2toC1, os valores do erro da corrente e o valor de aceleração para decidir se deve acelerar ou travar o motor, e o valor da variação da corrente, e armazena-os em variáveis locais.

Se o valor de aceleração for igual a '1', significa que o controlador deve funcionar em modo redutor para colocar a mota em movimento e deve ser feita comutação no conversor redutor para controlar a corrente do motor por histerese.

Caso o valor de aceleração seja igual a '-1', o controlador deve funcionar no modo elevador para travar a mota. Nesta situação, a corrente de referência tem sinal negativo devido à mudança de sentido da corrente, para que seja entregue às baterias. Caso o valor de aceleração for outro, então não é utilizado nenhum dos modos do conversor. Após estas situações estarem concluídas, o algoritmo sai da rotina de interrupção.

O código do algoritmo do CPU1 pode ser visualizado no Apêndice B.

5.5.2 Algoritmo do CPU2

Na Figura 5-22 tem-se o fluxograma do principal algoritmo criado para CPU2.

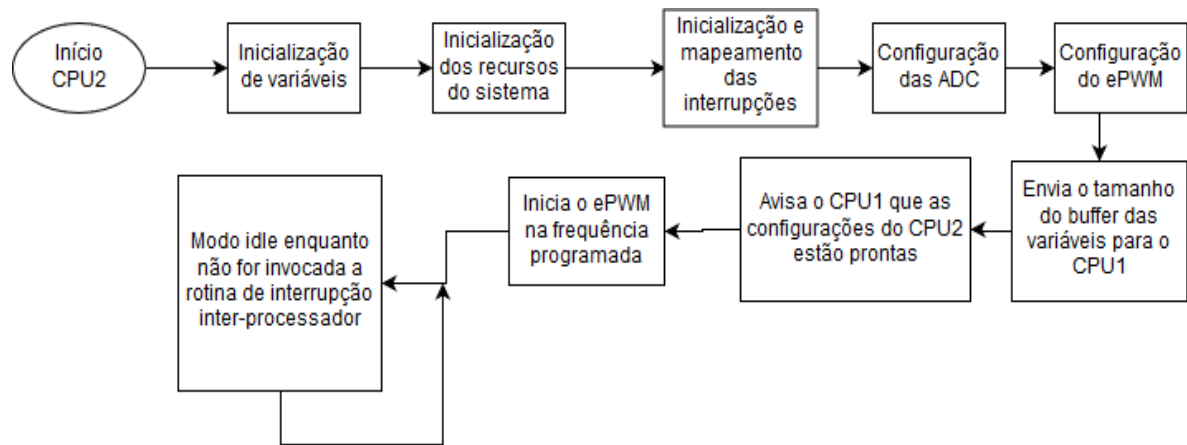


Figura 5-22 - Fluxograma do algoritmo principal do CPU2.

Inicialmente são executadas as inicializações do sistema CP2, à semelhança do CPU1. Tal como descrito na Figura 5-22, os canais dos módulos ADC são programados para recolher os valores dos sensores da mota e, no final das suas conversões, invocarem uma interrupção para processar os dados.

O módulo ePWM é configurado para iniciar as conversões na frequência desejada.

Depois das configurações do CPU2 estarem concluídas, é enviado para o CPU1 o tamanho do buffer das variáveis que serão armazenadas na memória RAM partilhada para que o CPU1 tenha conhecimento do tamanho dos dados que necessita extrair dessa mesma RAM. Sem saber esta informação, o CPU1 poderia extrair a informação incorretamente e os resultados obtidos poderiam não fazer sentido.

O CPU2 também sinaliza o CPU1, através de um registo IPC, avisando que as suas configurações terminaram e o CPU1 pode resumir o seu algoritmo.

As contagens do módulo ePWM são iniciadas e, quando for alcançado o período programado, é gerada um evento para as ADC iniciarem as suas conversões dos valores dos sensores. Enquanto a interrupção não é invocada, o CPU2 mantém-se num estado de baixo consumo.

Na Figura 5-23, tem-se o fluxograma do algoritmo da rotina de interrupção do CPU2.

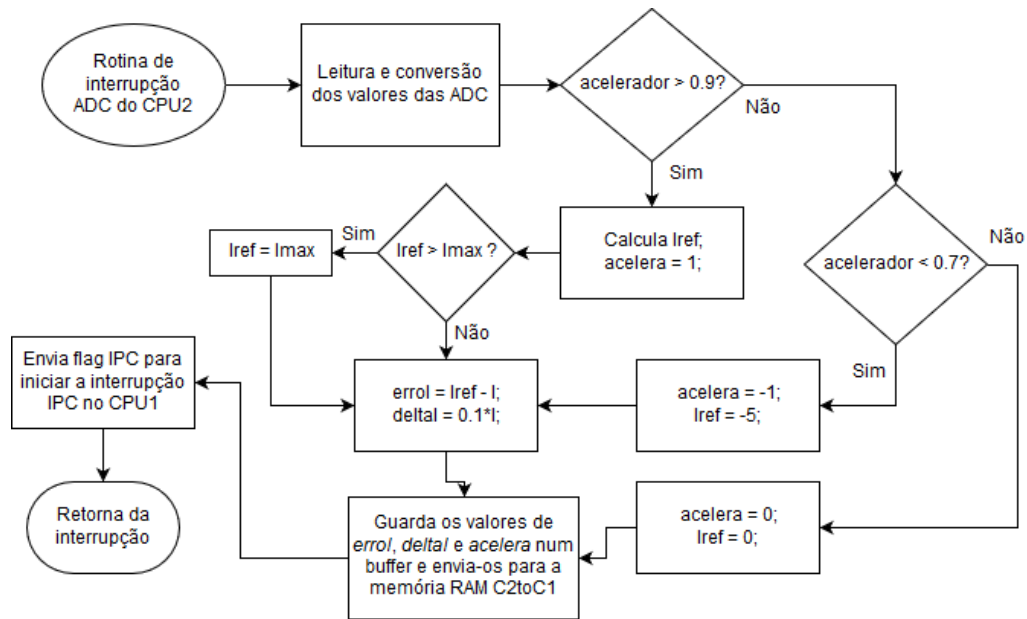


Figura 5-23 - Fluxograma da interrupção causada pelas ADC no CPU2.

A rotina de interrupção da Figura 5-23 é invocada quando as ADC terminam de converter os valores analógicos para digital.

Sabendo que os valores máximos que podem ser lidos do acelerador depois do divisor de tensão variam entre 0,647 V e 3 V, é definida uma gama de valores para a aceleração e outra gama de valores para a travagem regenerativa. Caso o valor de aceleração seja superior a 0,9 V, é necessário acelerar, sendo, para isso, usada uma variável denominada *accelera*, que assume o valor de '1'.

De acordo com o nível de tensão à saída do acelerador, é calculada uma corrente de referência. Sabendo que os valores à saída do acelerador são lineares, a tensão à saída do acelerador pode ser obtida pela equação (5.11).

$$V_{acelerador} = mI_{ref} + b \quad (5.11)$$

O declive, *m*, pode ser calculado tendo em conta que, caso o valor máximo de 3 V seja atingido, assume-se uma corrente de referência de 25 A. Se atingir o valor mínimo de 0,647 V, a corrente é definida como zero, logo, *b* = 0,647. Assim sendo, o declive pode ser determinado através da equação (5.12).

$$m = \frac{3 - 0,647}{25 - 0} = 0,09412 \quad (5.12)$$

Tendo em consideração que as ADC são configuradas para 12-bit, a corrente de referência pode ser calculada através da equação (5.13), onde $V_{Acelerador_adc}$ é a tensão convertida pela ADC.

$$I_{ref} = \frac{\frac{V_{Acelerador_adc} * 3,3}{4096} - b}{m} \quad (5.13)$$

Depois de calculada a corrente de referência, esta é comparada com um valor máximo de corrente definida por segurança, de modo a evitar valores de corrente indesejados.

O erro da corrente é calculado subtraindo a corrente de referência com a corrente do motor. De modo a obter-se uma expressão linear para o cálculo da corrente do motor utiliza-se a equação (5.14) para determinar a tensão máxima, assumindo uma corrente máxima de 100 A e uma corrente mínima de -20 A.

$$V_{max\ Sensor_Corrente} = 0,795 + \left(1,25 * \frac{100}{400}\right) = 1,1075V \quad (5.14)$$

Para determinar uma tensão mínima recorre-se à equação (5.15).

$$V_{max\ Sensor_Corrente} = 0,795 - \left(1,25 * \frac{20}{400}\right) = 0,7325V \quad (5.15)$$

Assumindo a equação para o sensor de corrente,

$$V_{Sensor_Corrente} = mI_a + b \quad (5.16)$$

obtém-se um declive dado pela equação (5.17).

$$m = \frac{1,1075 - 0,7325}{100 - (-20)} = 0,0034090909 \quad (5.17)$$

Por fim, a corrente do motor é calculada através da equação (5.18), onde $b = 0,795$.

$$I_a = \frac{\frac{V_{Sensor_Corrente_adc} * 3,3}{4096} - b}{m} \quad (5.18)$$

Caso o valor de aceleração seja inferior a 0,7 V, a variável *acelera* toma o valor de ‘-1’ para sinalizar que é necessário definir uma corrente de referência negativa para fazer a travagem da mota, visto que o sentido de corrente se inverte.

Os valores calculados são armazenados na memória de RAM partilhada, C2toC1, para o CPU1 poder aceder a esses valores. É enviado um sinal para que o CPU1 inicie a sua interrupção e recolha os valores partilhados. De seguida, o CPU2 retorna à sua rotina de interrupção.

O código do algoritmo do CPU2 pode ser visualizado no Apêndice C

5.6 Driver utilizado na mota elétrica

Um *driver* é um componente importante num sistema de microcontroladores, pois permite realizar o controlo do funcionamento de semicondutores. São geralmente utilizados para realizar ajustes de tensão ou de corrente para valores mais elevados do que os fornecidos pelo microcontrolador, possibilitando, por exemplo, a ativação da porta de um MOSFET ou de um IGBT.

Neste projeto foi utilizado o *driver* SKH22A da *Semikron*, cujo circuito elétrico está representado na Figura 5-24 . Este modelo pertence a uma família de *drivers* especializada na ativação de semicondutores com topologia em meia ponte ou ponte completa (MOSFET ou IGBT).

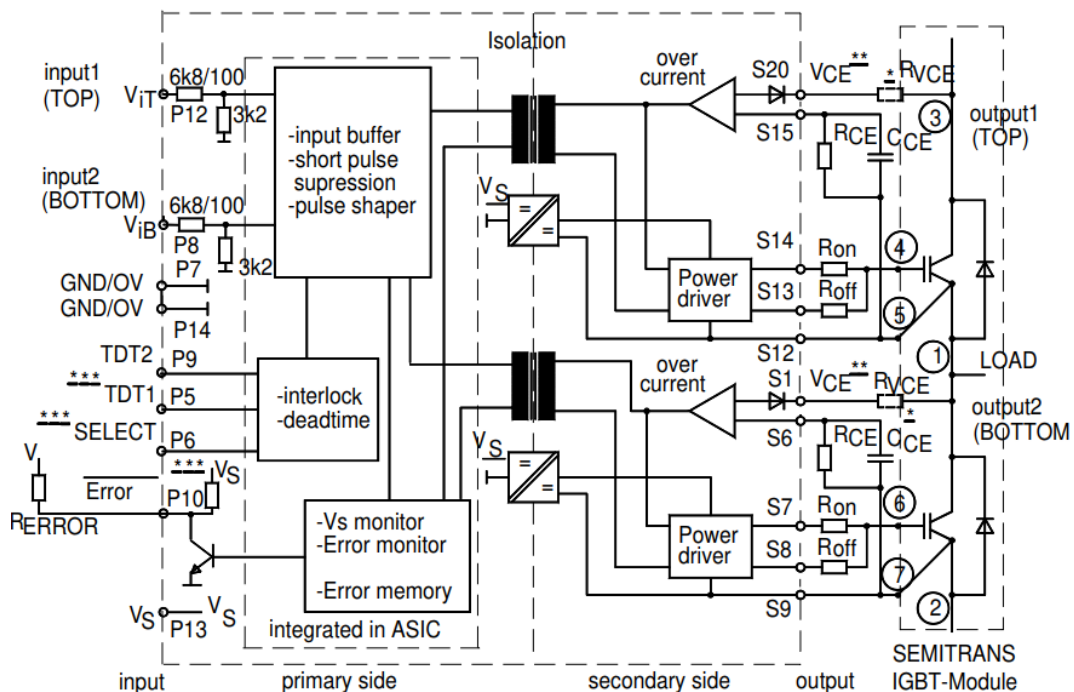


Figura 5-24 – Esquema elétrico do driver SKH22A [65].

A escolha deste *driver* está relacionado com algumas das suas funcionalidades, tais como:

- Em caso de haver um curto-circuito ou uma tensão de alimentação menor que +13V, é enviado um sinal para o pin *ERROR* que pode ser utilizado para detetar estes erros mais facilmente;
- Oferece isolamento galvânico entre o lado primário (sinal) e o lado secundário (potência);
- O *driver* não permite que ambos MOSFET sejam ligados ao mesmo tempo. Esta funcionalidade é útil pois evita situações de curto-circuito na fonte de alimentação utilizada nos conversores em meia ponte ou em ponte completa.

A alimentação do *driver* deve ser de +15V (V_s) e os seus dois sinais de entrada devem ser de 0/15V (V_{IN1} e V_{IN2}). Para ativar os MOSFET, o sinal *OUT1/OUT2* – G_{on} é colocado a +15 V e para desativá-los o sinal *OUT1/OUT2* - G_{off} é colocado a –7 V.

O dimensionamento das resistências e condensadores que compõem o circuito do *driver* foram baseados nas recomendações do seu *datasheet* [65].

É sugerido que a resistência R_{CE} esteja entre $10\text{ k}\Omega < R_{CE} < 100\text{ k}\Omega$ e, como tal, escolheu-se $R_{CE} = 18\text{ k}\Omega$. Tendo em conta o valor de R_{CE} escolhido, a tensão de monitorização entre o coletor e emissor, V_{CEsat} , é dada pela equação (5.19).

$$V_{CEsat} = \frac{10R_{CE}(k\Omega)}{10 + R_{CE}(k\Omega)} - 1,4 \Leftrightarrow V_{CEsat} = 5,03\text{ V} \quad (5.19)$$

A recomendação para o condensador C_{CE} e para o tempo de inibição da tensão de monitorização V_{CE} deve ser: $C_{CE} < 2,7\text{ nF}$ e $0,5\text{ }\mu\text{s} < t_{min} < 10\text{ }\mu\text{s}$.

Escolheu-se $C_{CE} = 330\text{ pF}$ e a partir deste valor determina-se o tempo de inibição da tensão de monitorização através da equação (5.20) e (5.21).

$$\tau_{CE(\mu\text{s})} = C_{CE} * \frac{10R_{CE}(k\Omega)}{10 + R_{CE}(k\Omega)} \Leftrightarrow \tau_{CE(\mu\text{s})} = 2,12\text{ }\mu\text{s} \quad (5.20)$$

$$t_{min} = \tau_{CE(\mu\text{s})} \ln \left[\frac{15 - V_{CEsat}}{10 - V_{CEsat}} \right] \Leftrightarrow t_{min} = 1,48\text{ }\mu\text{s} \quad (5.21)$$

As resistências que afetam a velocidade de ativação e desativação dos MOSFET R_{GON} e R_{GOFF} , respetivamente, devem ser $R_{GON} > 3\text{ }\Omega$ e $R_{GOFF} > 3\text{ }\Omega$. Quanto menor forem os valores destas resistências, mais rápido são ativados e desativados os MOSFET. Como tal, considerou-se $R_{GON} = 4\text{ }\Omega$ e $R_{GOFF} = 4\text{ }\Omega$.

5.7 Sistema de controlo

A placa impressa desenvolvida para o circuito de condicionamento do driver SKH22A é mostrada na Figura 5-25 [65].



Figura 5-25 – Circuito de condicionamento do driver SKH22A.

Para alimentar o *driver* foi utilizado um conversor DC/DC (JCD0412D15) que recebe uma tensão de 12 V de uma bateria auxiliar e converte-a para 15 V [66].

Os sinais enviados pelo microcontrolador para ativar e desativar o conversor redutor/elevador bidirecional são conectados aos terminais 5 e 6, respetivamente. As entradas *VIN1* servem para ativar e desativar o conversor redutor e *VIN2* servem para ativar e desativar o conversor elevador. O *driver* necessita de lógica 0/15V e, como tal, foi utilizado um *buffer* e amplificador (SN74LS07) que converte os sinais de +3,3 V recebidos do microcontrolador em sinais de +15 V. Por sua vez, o *buffer* e amplificador também necessita de ser alimentado por +5 V, sendo utilizado um conversor linear (LM7805) que converte +12 V em +5V.

Na Figura 5-26 tem-se o esquemático das ligações e dos componentes necessários ao desenvolvimento da placa impressa do *driver* SKH22A [65].

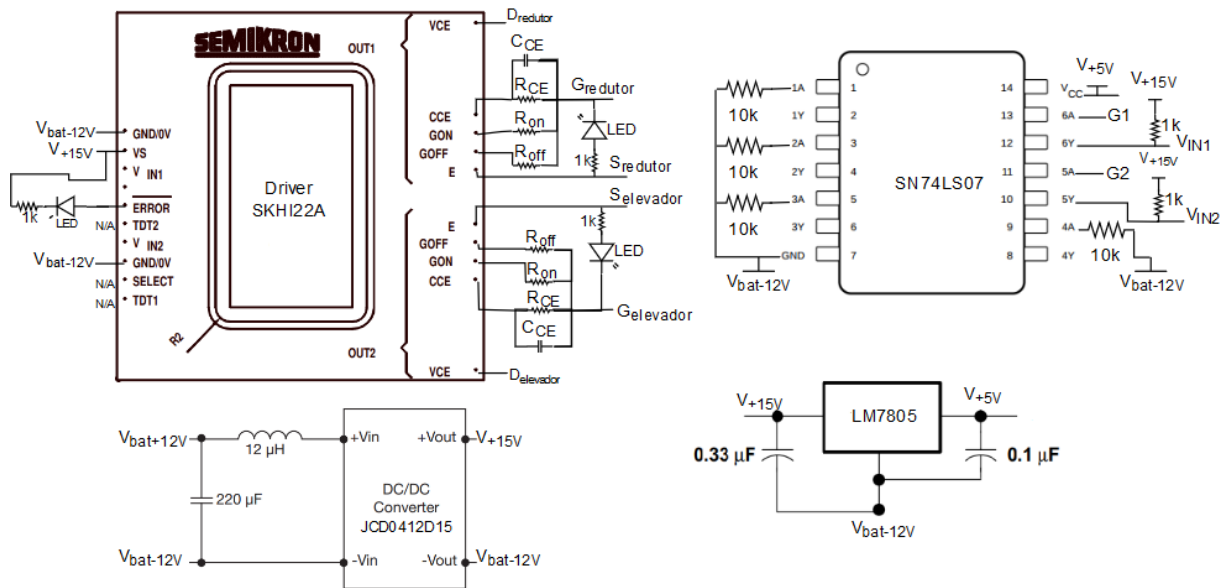


Figura 5-26 - Esquemático dos componentes utilizados na placa impressa do driver.

O desenho da placa de circuito impresso criado para o driver SKH22A está representado na Figura 5-27.

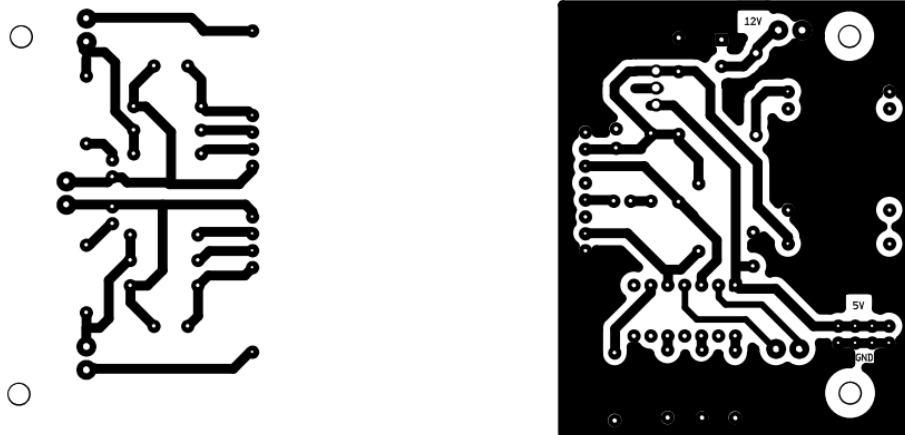
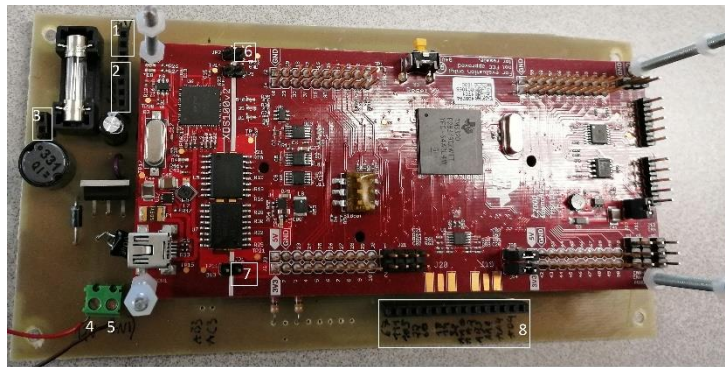


Figura 5-27 – Desenho do circuito impresso criado para o driver SKH22A.

Na Figura 5-28 tem-se a placa impressa desenvolvida para utilizar o Delfino F28379D.



- Legandas:
- | | |
|---------------------------------------|------------------------------------|
| 1 - Vout +3.3V | 8: |
| 2 - GND | - GPIO67 |
| 3 - Vout +3.3V | - GPIO111 |
| 4 - Vbat +12V | - GPIO101 |
| 5 - Vbat -12V | - GPIO22 |
| 6 - JP2, GND do Delfino | - GPIO60 |
| 7 - JP1, Alimentação +3.3V do delfino | - GPIO18 (G1 do driver) |
| | - GPIO19 |
| | - GPIO32 (G2 do driver) |
| | - AA0 (sinal da corrente do motor) |
| | - AA2 |
| | - AB5 |
| | - AA1 (sinal do acelerador) |
| | - AA4 |
| | - AB4 |

Figura 5-28 - Circuito de condicionamento do Delfino F28379D.

Dado que este microcontrolador precisa de ser alimentado por uma tensão de +3,3 V no pin JP1, utilizou-se um conversor comutador (TL2575-33) para converter a tensão de +12 V da bateria auxiliar numa tensão de +3,3 V.

As saídas GPIO18 e GPIO32 devem ser ligadas às entradas G1 e G2 do *driver*, respetivamente. Os pontos 4 e 5 da Figura 5-28 devem ser ligados aos terminais positivos e negativos de uma bateria de +12 V, por essa respetiva ordem.

A alimentação do microcontrolador pode ser realizada entre uma das saídas V_{OUT} de +3,3 V e JP1 do microcontrolador.

O *ground* do delfino deve ser ligado a uma das saídas do ponto 2 da Figura 5-28.

A entrada AA0 recebe o sinal de saída do sensor de corrente, que depois atravessa um divisor de tensão, para proteger os pins da ADC. Também foram utilizados dois díodos *schottky* à entrada das portas das ADC de modo a protegê-las de sobretensões ou tensões negativas.

A entrada AA1 recebe o sinal do acelerador, e antes que alcance os pins da ADC, este atravessa um divisor de tensão para diminuir o seu valor para uma tensão aceitável pelas ADC.

As restantes entradas mencionadas no ponto 8 da Figura 5-28 não foram utilizadas, mas foram implementadas no desenho da placa impressa para um possível uso futuro.

Na Figura 5-29, tem-se o esquemático com o dimensionamento dos componentes utilizados na placa impressa desenvolvida para o Delfino F28379D.

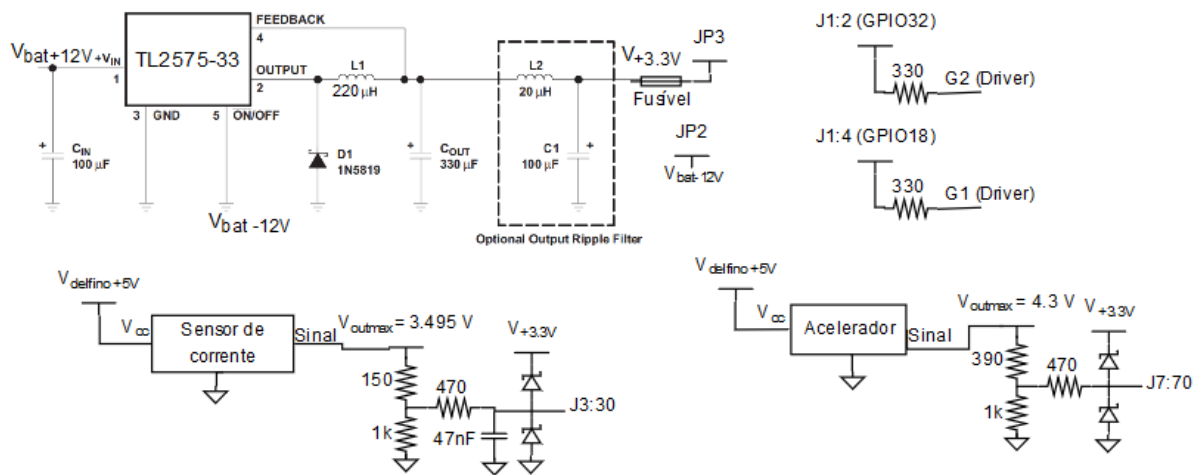


Figura 5-29 – Esquemático dos módulos que compõem a placa impressa do Delfino F28379D.

Na Figura 5-30 tem-se o desenho do circuito impresso para a utilização do microcontrolador Delfino F28379D.

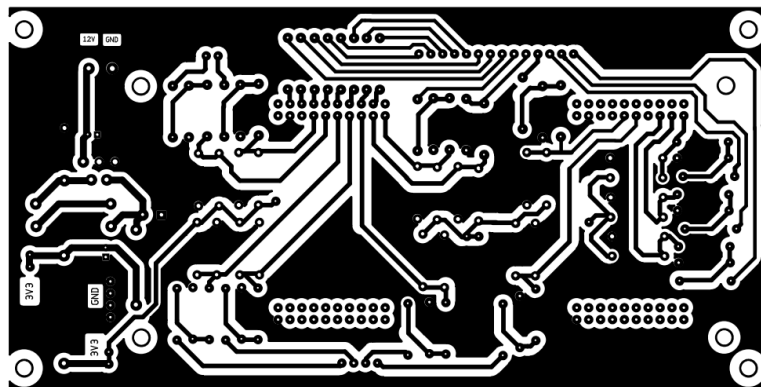


Figura 5-30 - Diagrama do circuito impresso desenhado para a utilização do microcontrolador Delfino F28379D.

As placas impressas do driver e do microcontrolador foram desenhadas tendo em conta uma montagem em plataforma, como se observa na Figura 5-31.

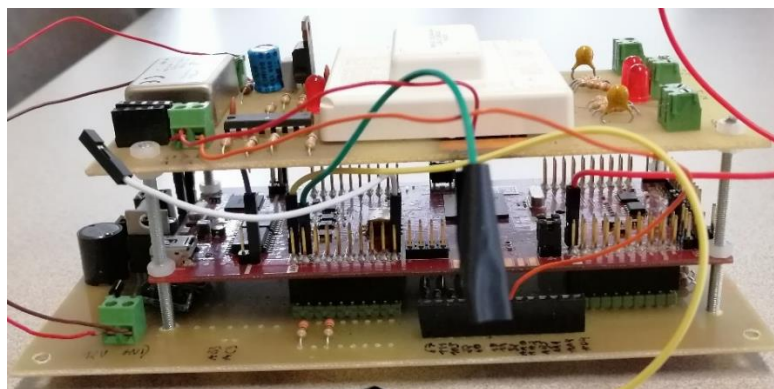


Figura 5-31 – Circuito do driver e do microcontrolador em plataforma vertical.

Com o intuito de evitar que o *driver* e o microcontrolador estejam sempre ligados, foi utilizado um dos interruptores do punho esquerdo da moto para fazer a ligação entre uma bateria auxiliar de +12V e a alimentação destes componentes. Na Figura 5-32 tem-se o interruptor do punho esquerdo utilizado.



Figura 5-32 - Interruptor utilizado para ligar a bateria auxiliar de +12V ao *driver* e ao microcontrolador.

Na Figura 5-33 tem-se o esquema das ligações do interruptor da Figura 5-32, que inclui a alimentação de +12V necessária à plataforma *driver* e microcontrolador.

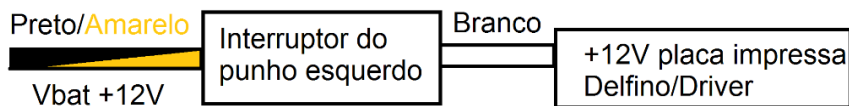


Figura 5-33 - Ligação dos cabos do interruptor do punho esquerdo à placa impressa do *driver* e do microcontrolador.

5.8 Mota elétrica e modificações à sua estrutura

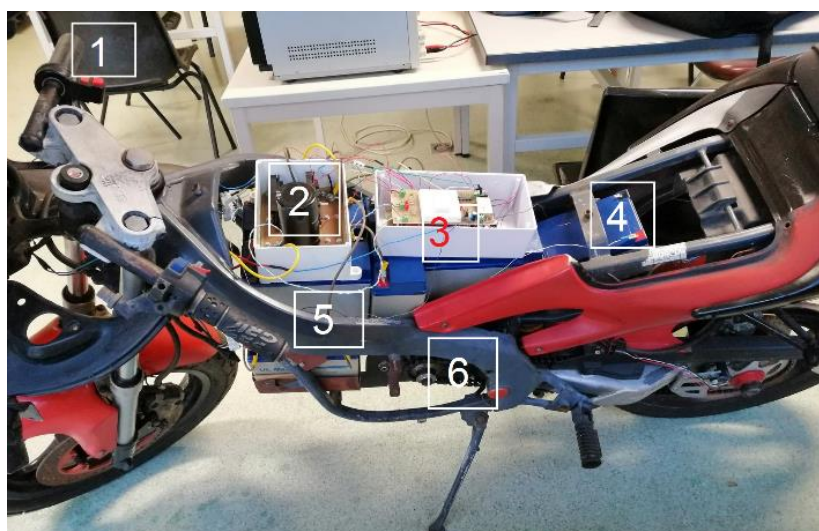
A moto escolhida para a conversão foi uma Aprilia RS 50 '94, com motor de combustão interna, com uma cilindrada de 50 cc. No Apêndice D tem-se as características da moto elétrica.

Por forma a realizar a sua conversão para uma moto totalmente elétrica, foram removidos alguns dos componentes desnecessários, como o depósito de óleo e o depósito de gasolina e, assim, se obter espaço livre e tornar a moto mais leve. Também foi necessário construir o suporte para o motor elétrico, representado na Figura 5-34.



Figura 5-34 - Suporte para utilizar o motor PMDC na moto.

A Figura 5-35 mostra o protótipo da moto elétrica, estando identificados todos os componentes necessários para o funcionamento do sistema.



- Legenda
- 1 - Acelerador
 - 2 - Conversor redutor/elevador
 - 3 - Driver/Microcontrolador
 - 4 - Bateria auxiliar de +12V
 - 5 - Sistema de baterias de +72V
 - 6 - Motor PMDC

Figura 5-35 - Resultado da conversão da moto.

A inicialização da moto elétrica faz-se através da ativação de dois interruptores. Um deles alimenta o microcontrolador e o *driver*, e o outro permite que as baterias se conectem ao conversor.

É utilizado um fusível para proteção contra sobrecorrentes que possam danificar o sistema e, conseqüentemente, provocar uma aceleração descontrolada da moto.

Depois da ligação de ambos os interruptores, basta utilizar o acelerador elétrico para movimentar a moto elétrica. Quando o acelerador está na posição neutra, a moto entra no modo de travagem regenerativa.

Na Figura 5-36 tem-se o esquemático do sistema desenvolvido que permite o funcionamento da mota elétrica.

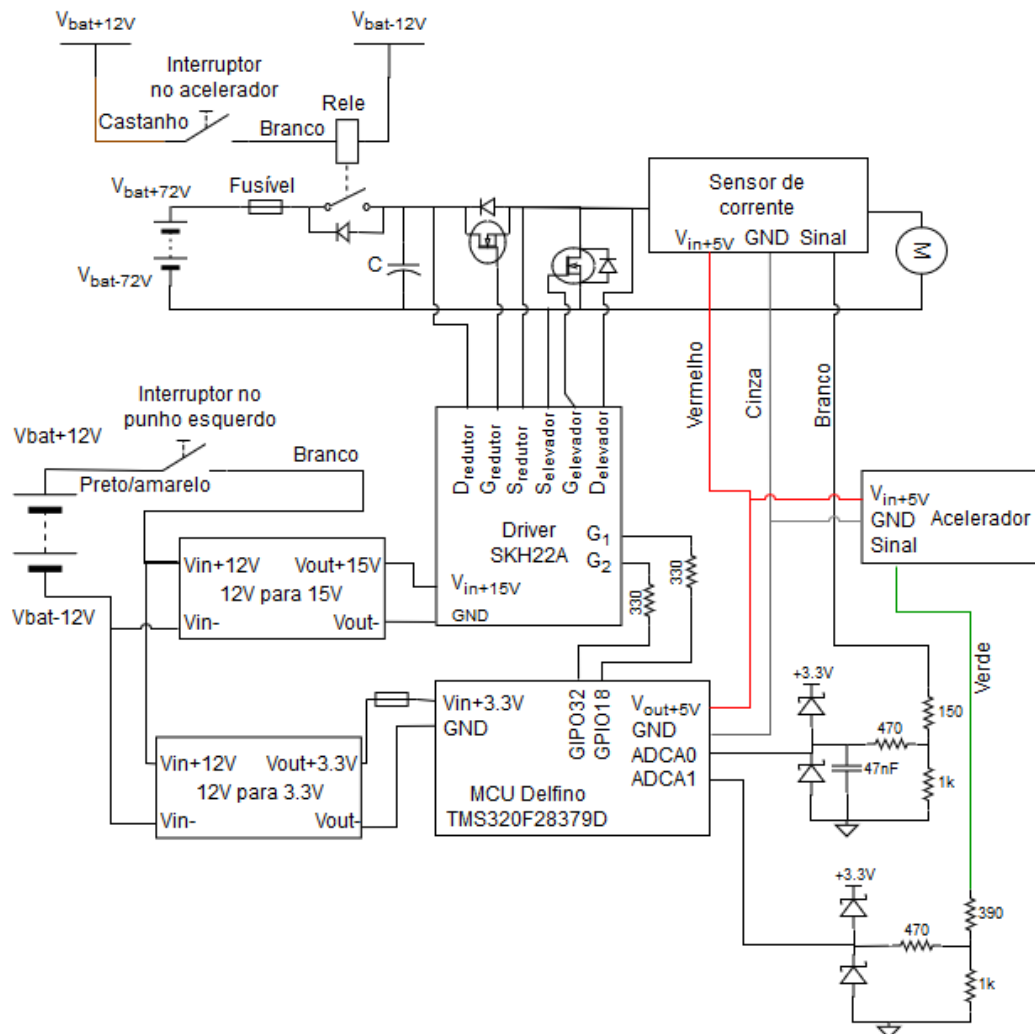


Figura 5-36 – Esquemático do sistema da mota elétrica.

6 Resultados experimentais

Neste capítulo são apresentados e discutidos os resultados dos testes experimentais realizados à mota elétrica.

6.1.1 Sistema em malha aberta

Começa-se por realizar um teste ao motor em malha aberta, utilizando o modelo da Figura 6-1.

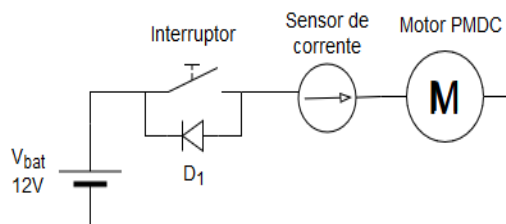


Figura 6-1 – Circuito de teste do motor sem controlo de corrente.

Na Figura 6-2 observa-se o comportamento da corrente num sistema em malha aberta, quando o interruptor da mota é ligado.

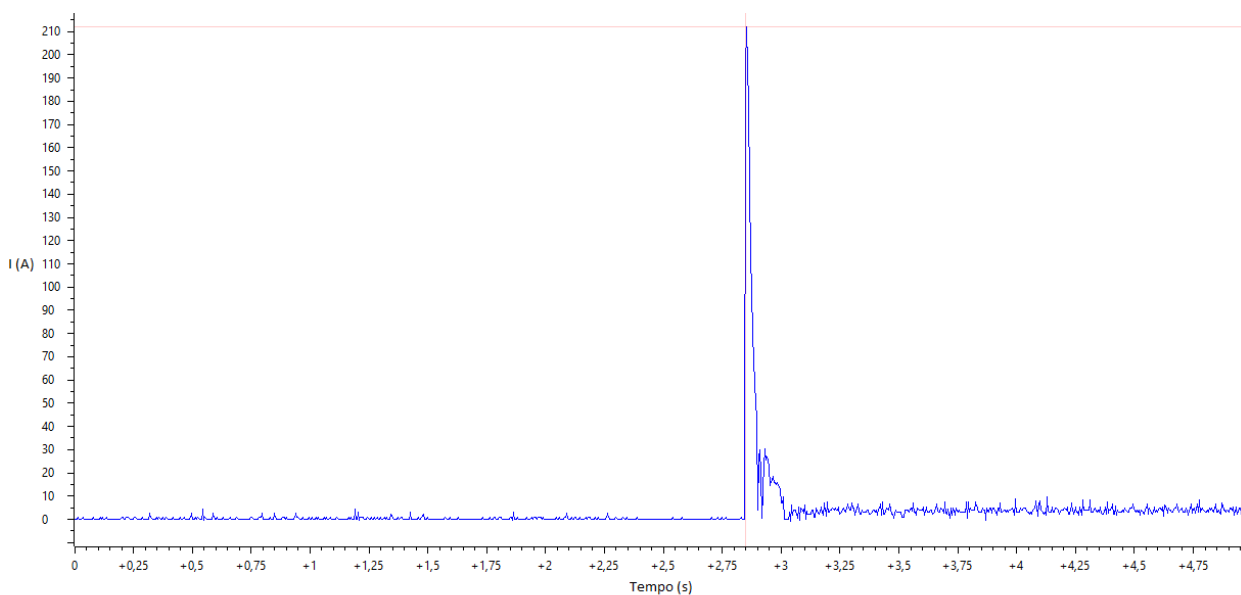


Figura 6-2 – Teste feito com o motor sem controlo de corrente.

Na Figura 6-2, verifica-se um pico de corrente próximo de 215 A, capaz de danificar componentes do sistema, caso não sejam adotadas medidas para controlar a corrente entregue ao motor. Depois da velocidade do motor chegar ao seu máximo, a corrente estabiliza-se em torno de 6 A. O resultado obtido está de acordo com o resultado obtido no teste de simulação da Figura 4-3.

6.1.2 Controlo de corrente em malha fechada

Realizaram-se testes ao sistema da moto, com controlo de corrente, e aplica-se travão máximo (carga máxima), de modo a garantir que o motor não se movesse. Foi definida uma corrente de referência de 25 A pelo acelerador elétrico e foi usada uma frequência de comutação de 50 kHz.

Na Figura 6-3 apresenta-se os resultados obtidos, utilizando um total de seis baterias de 12 V em série, com tensão de 72 V.

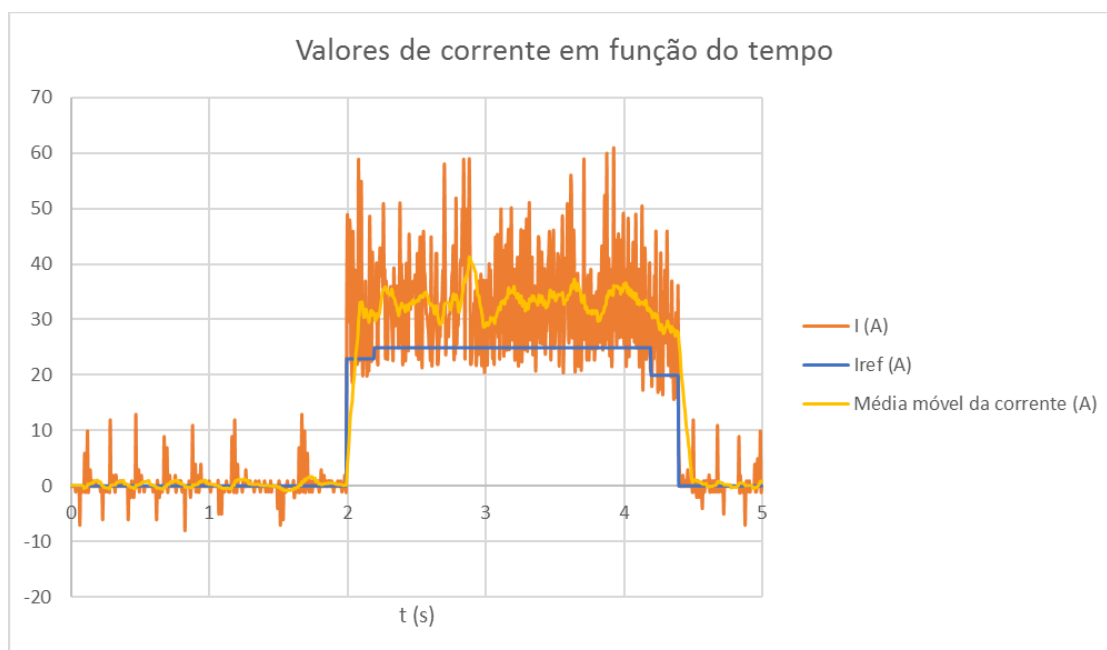


Figura 6-3 – Teste da moto em carga máxima com frequência de comutação de 50 kHz.

Nos resultados de simulação da Figura 6-3, obteve-se uma corrente média de 32,86 A. Este resultado é próximo do valor médio de corrente de 30,65 A, obtido através da simulação da Figura 4-6, realizada nas mesmas condições. Verifica-se, no entanto, que o sinal contém algum ruído. Na prática, esta situação só acontece se a moto não se conseguir movimentar pois quando a moto elétrica inicia movimento é gerada uma força eletromotriz que se opõe à força eletromotriz das baterias e isso faz a corrente diminuir e torna-se capaz de convergir no valor de referência.

Na Figura 6-4, têm-se os resultados obtidos para um teste feito com um sistema de 72 V, corrente de referência de 25 A e uma frequência de comutação de 25 kHz.

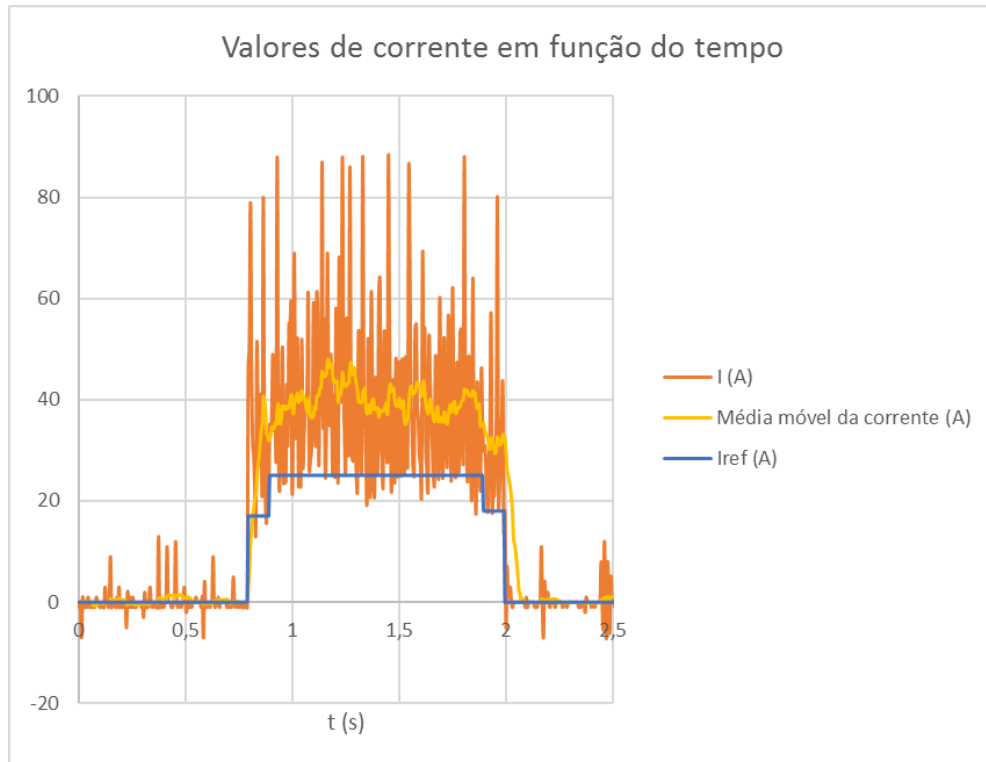


Figura 6-4 – Teste da mota em carga máxima com frequência de comutação de 25 kHz.

Observando os resultados da Figura 6-4, verifica-se um comportamento semelhante ao observado na simulação da Figura 4-7, no entanto, na situação real é possível observar-se picos de corrente mais elevados devido ao ruído presente. A corrente média observada foi de 39,04 A, sendo um valor próximo de 39,09 A, obtido no resultado de simulação, Figura 4-7.

Na Figura 6-5 são apresentados os resultados do controlo de corrente utilizando 48 V e uma corrente de referência 15 A, em situação de carga nula.

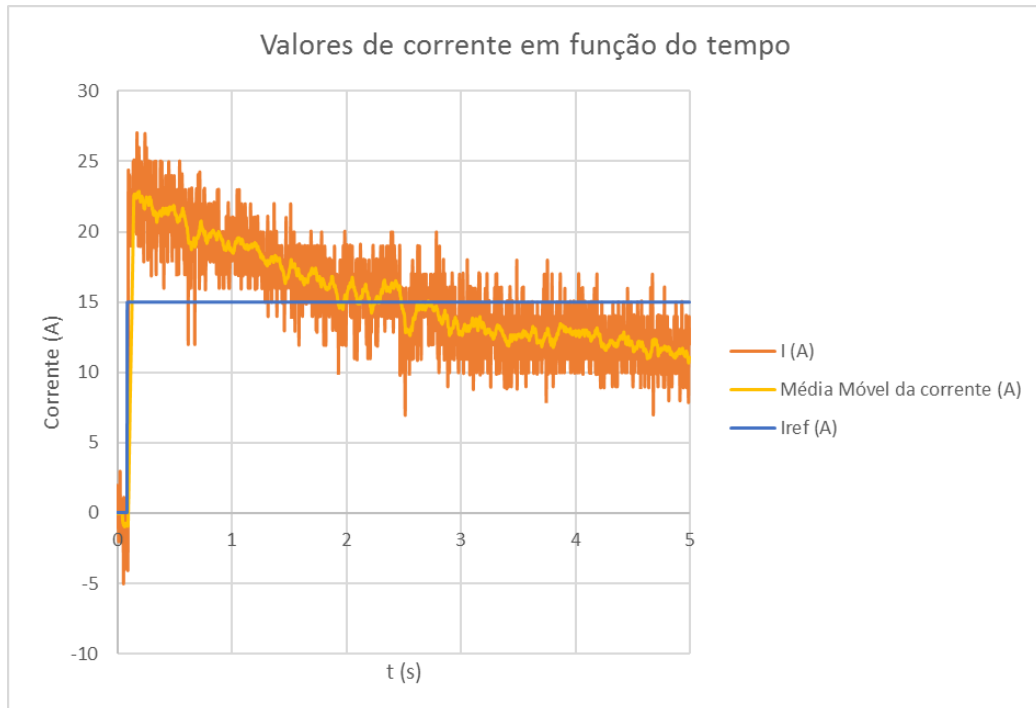


Figura 6-5 – Controle de corrente sem carga.

Na Figura 6-5, observa-se uma sobre-elevação da corrente para superar a inércia inicial do motor, sendo que depois acaba por se estabilizar. A corrente média obtida foi de 15,42 A, mantendo-se próxima do valor desejado. O comportamento visualizado neste teste esteve de acordo com o teste da simulação da Figura 4-10 e a corrente convergiu para o valor de referência.

Na Figura 6-6, é apresentado o controle de corrente durante a aceleração e, posteriormente, durante a travagem regenerativa. Foi utilizado um sistema de 48 V e uma corrente de referência de 15 A quando o conversor funcionava como redutor e uma corrente de referência de -5 A quando operava como elevador.

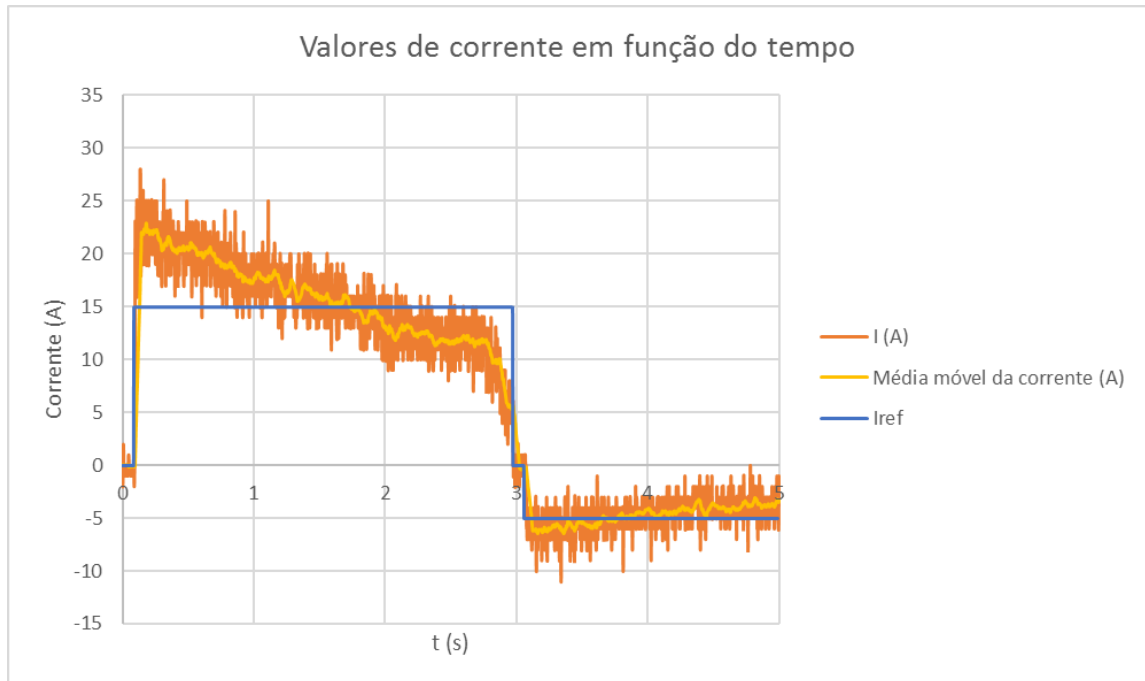


Figura 6-6 – Teste da mota durante aceleração e durante travagem regenerativa.

Na Figura 6-6 é possível observar inicialmente o comportamento do conversor em modo redutor e, a partir do instante 3 s, entra em modo de travagem regenerativa e o conversor começa a funcionar como elevador para entregar a corrente produzida pelo gerador às baterias. A corrente média durante o funcionamento como redutor foi de 15,57 A e durante o funcionamento do elevador foi de -4,67 A. Estes valores ficaram próximos dos valores de referência definidos.

Os resultados aqui apresentados tiveram um comportamento semelhante ao visualizado durante a simulação da Figura 4-11 e os valores de corrente durante o funcionamento como redutor e funcionamento como elevador, ambos convergiram para o valor de referência.

6.1.3 Testes de velocidade

Os testes de velocidade foram realizados utilizando-se uma aplicação Android chamada *GPS Speed* capaz de medir a velocidade instantânea através do GPS e do acelerómetro do *smartphone*. Inicialmente, a aplicação foi usada num carro em movimento, para se averiguar a exatidão da mesma, e verificou-se que apenas tinha um erro de aproximadamente 1% em relação à velocidade observada no velocímetro do carro.

Como tal, procedeu-se à realização de testes de velocidade à mota elétrica, estando representado na Figura 6-7 o resultado do teste realizado num percurso de estrada relativamente plano, com 119 m.

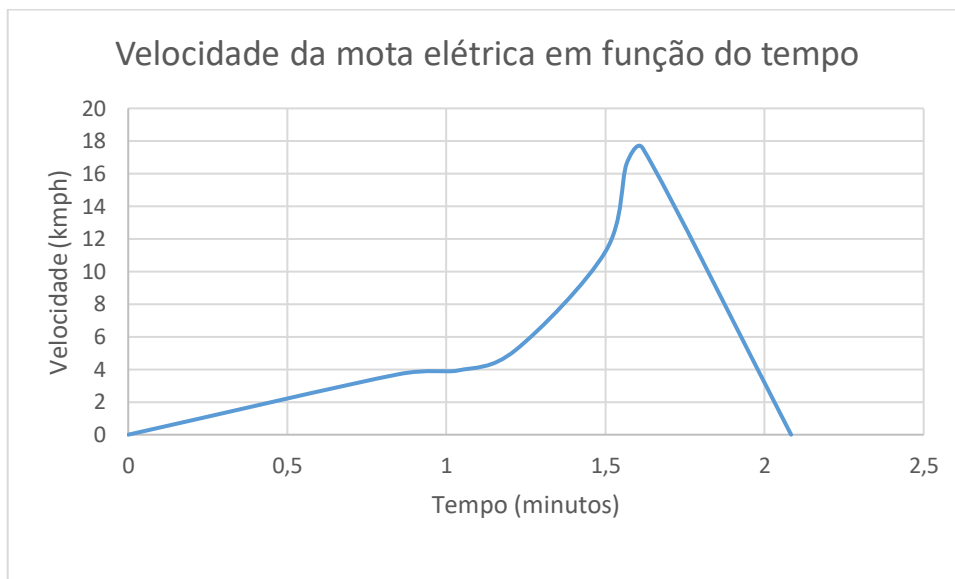


Figura 6-7 - Gráfico da velocidade instantânea da mota elétrica em função do tempo para uma distância percorrida de 119 m.

Através da Figura 6-7, verifica-se que a mota atingiu uma velocidade instantânea máxima de 17,56 km/h e uma velocidade média de 9,71 km/h, numa distância de 119 m. A aceleração da mota foi mais baixa durante o primeiro minuto devido à ligeira inclinação da estrada.

A mota elétrica tem capacidade de atingir velocidades superiores em percursos de estrada plana e de maior distância pois no final da estrada onde foi feita a experiência a mota elétrica ainda estava em aceleração.

Durante os testes efetuados, as baterias perderam cerca de 5% da sua carga num percurso total de 360 m.

7 Conclusões

Neste capítulo apresenta-se as principais conclusões retiradas após a realização deste projeto, bem como algumas sugestões de trabalhos a desenvolver no futuro.

7.1 Conclusões do projeto

Neste trabalho foi feita uma breve introdução dos veículos elétricos e a evolução das suas tecnologias até os dias de hoje. As primeiras motos elétricas utilizavam baterias grandes e pesadas, mas com o avanço tecnológico ao longo dos anos as baterias tornaram-se mais pequenas e com elevadas densidades de potência sendo possível ter motos elétricas viáveis e bastante velozes atualmente. Um dos exemplos de moto elétrica apresentado foi a moto elétrica desportiva LS-218, uma das motos mais velozes do mundo.

Fez-se uma revisão do estado da arte das motos elétricas e dos componentes mais importantes para a conversão de uma moto a combustão para uma moto elétrica.

Foram mencionados alguns dos motores elétricos mais utilizados e as suas características. Os motores DC de ímanes permanentes e os motores DC de excitação série são considerados mais fáceis de operar do que outros motores e são, geralmente, mais baratos. No entanto, devido à utilização de escovas a manutenção é maior. Em contrapartida, os motores DC sem escovas e os motores assíncronos requerem menos manutenção e são mais eficientes, mas o controlo destas máquinas é mais complexo.

Apresentou-se algumas das baterias existentes atualmente, tais como: as baterias de chumbo, baterias de níquel e baterias de iões lítio. As baterias de chumbo têm uma tecnologia antiga, mas são robustas e de confiança. São das baterias mais baratas, mas a sua densidade de potência costuma ser menor que outras baterias e são pesadas. As baterias de níquel têm densidades de potência superiores às baterias de chumbo e são mais pequenas e de peso semelhante, mas o seu custo é superior. As baterias de iões de lítio são baterias com elevada densidade de potência, pequenas e leves, mas são as baterias com o custo mais elevado.

Nos métodos de controlo de um motor foram apresentados dois métodos, controlo por histerese e controlo por PWM (*Pulse Width Modulation*). No método por histerese é permitido que a grandeza de controlo se situe dentro de uma gama de valores

chamada a banda de histerese. No controlo PWM é utilizada uma portadora e compensadores, geralmente PI (Proporcional-Integral) ou PID (Proporcional-Integral-Derivativo), para controlar a grandeza desejada.

Descreveu-se dois tipos de conversores, o conversor redutor/elevador bidirecional e o conversor em ponte H. O conversor redutor/elevador bidirecional é um conversor que permite controlar a velocidade do motor quando funciona em modo redutor e quando funciona como elevador permite aplicar travagem regenerativa para enviar energia para as baterias enquanto o motor está em rotação. O conversor ponte H é um conversor que permite facilmente inverter o sentido da corrente que atravessa o motor de acordo com a ativação dos seus semicondutores. No entanto, utiliza mais componentes que um conversor redutor e elevador bidirecional, podendo ter um custo mais elevado.

O motor escolhido para este projeto foi um motor PMDC (*Permanent Magnet DC*) ME1003 devido ao seu baixo custo e simplicidade de controlo, mas também por já existir um em laboratório. Este motor pode ser alimentado com uma tensão DC entre 12 V a 72 V, a sua potência é de 11,5 kW contínuos, a sua rotação máxima é de 5000 rpm e suporta 200 A contínuos. Este tipo de motor é constituído por ímanes permanentes no estator, um conjunto de enrolamentos no rotor, um comutador e um par de escovas fixas. Quando é aplicada uma força eletromotriz aos terminais da sua armadura, é gerada uma força devido à interação do campo elétrico e do campo magnético dos ímanes permanentes que coloca o rotor em movimento, sendo a velocidade de rotação proporcional à tensão aplicada nos terminais. O modelo elétrico de um motor PMDC pode ser obtido pela sua resistência interna em série com a sua indutância e pela força eletromotriz gerada pelo motor quando este se encontra em rotação.

Desenvolveu-se um conversor redutor/elevador bidirecional de modo a controlar a corrente a ser entregue ao motor (modo redutor), bem como para aplicar travagem regenerativa (modo elevador). No modo redutor é definida uma corrente de referência gerada por um acelerador elétrico e é aplicado controlo por histerese para controlar a corrente que circula no motor. Nesta situação o valor médio da corrente tende a se manter dentro da gama de histerese definida. No modo elevador o PMDC atua como um gerador invertendo a corrente para ser entregue às baterias. Nesta situação a

corrente de referência é mantida a um valor fixo de -5 A pois as baterias utilizadas não suportam valores elevados de corrente durante o carregamento.

Utilizou-se o driver SKH22A para ativar e desativar os MOSFET presentes no conversor redutor/elevador bidirecional. A escolha deste driver deve-se às suas várias funcionalidades, tais como: proteção de curto-circuito, monitorização de baixa tensão de alimentação e por não permitir que os MOSFET do lado superior sejam ligados ao mesmo tempo que os MOSFET do lado inferior, salvaguardando o circuito de um possível curto-circuito entre as baterias. O dimensionamento dos componentes necessários para o funcionamento do driver foram feitos de acordo com as recomendações do seu manual e foram descritas neste projeto.

Desenvolveu-se o modelo da mota elétrica na ferramenta de simulação *MATLAB/Simulink* para estudar o comportamento do motor elétrico e do conversor redutor/elevador bidirecional. O modelo do motor PMDC utilizado durante as simulações foi o do bloco existente nas bibliotecas *Simulink* chamado *DC Machine*. O motor foi testado sem controlo de corrente e verificou-se que se obtinha picos de corrente elevados, o que se pode traduzir numa possível danificação dos componentes numa situação real se não for feito o controlo de corrente. Foram também realizados outros testes de simulação, nomeadamente, em situação de carga máxima e usando várias correntes de referência.

Durante a simulação em carga máxima com controlo de corrente, viu-se que a subida da corrente era bastante acentuada devido à inexistência da força eletromotriz do motor (não havia rotação do motor), sendo o controlo da corrente difícil. Demonstrou-se em simulação que uma das formas de melhorar o controlo da corrente é aumentando a frequência de comutação, porém o *driver* utilizado apenas suporta uma frequência máxima de 50 kHz e o aumento da frequência provoca perdas de potência devido às comutações de elevada frequência. Outro método consiste em utilizar uma bobina em série com o motor mas um tipo de bobina que suporte correntes elevadas é grande, pesada e de custo elevado.

Fez-se uma simulação de controlo de corrente sem o travamento do motor e verificou-se que a corrente convergiu em torno da corrente de referência imposta de 15 A, provando o correto funcionamento do controlo de corrente.

Durante a simulação de aplicação de travagem regenerativa, verificou-se que a corrente inverteu de sentido para ser entregue às baterias e se manteve com um valor médio próximo da corrente de referência definida de -5 A, comprovando o correto funcionamento do controlo da corrente. Foi também verificado através do estado de carga da bateria que a percentagem de carga começou a aumentar depois de ser aplicada a travagem regenerativa.

Também foi simulado o comportamento do controlo da corrente para diversos valores de corrente de referência em modo redutor e de travagem regenerativa e verificou-se que a corrente acompanhava o valor de referência corretamente.

Desenhou-se duas placas impressas para montar o microcontrolador e o *driver* numa plataforma vertical, de forma a serem colocados de forma compacta na mota e poderem ser alimentados por uma bateria de +12 V, e explicou-se como dimensionar todos os componentes necessários para as duas placas impressas.

Foi escolhido o microcontrolador Delfino F28379D da *Texas Instruments* de dois núcleos para implementar o algoritmo do controlador e para explorar as funcionalidades de comunicação interprocessador. A utilização de um microcontrolador de vários núcleos tem a vantagem de libertar um dos processadores para executar instruções de forma paralela entre os processadores. Também foram descritos os módulos e periféricos do microcontrolador mais relevantes para a realização deste projeto, incluindo a comunicação interprocessador.

Foi implementado um algoritmo para controlar o motor no CPU1 e um algoritmo para recolher valores analógicos e processá-los no CPU2. A informação foi partilhada através de métodos de comunicação interprocessador, nomeadamente, através de registos interprocessador e através de escrita e leitura de dados nas memórias de RAM partilhadas.

Apresentaram-se as modificações feitas à estrutura da mota para suportar o motor e as baterias, bem como um esquemático de todas as ligações necessárias para o funcionamento da mota elétrica e como operá-la.

Foram feitos testes no motor sem controlo de corrente e verificou-se um pico elevado de corrente, tal como observado numa das simulações. Foram também feitos alguns testes à mota elétrica e ao sistema de travagem regenerativa. Foram feitos

testes de controlo de corrente e carga máxima com frequências de comutação de 25 kHz e 50 kHz e verificou-se que era difícil controlar a corrente nesta situação pois, devido à ausência de rotação do motor causada pela carga máxima, não era gerada uma força eletromotriz para se opor à força eletromotriz imposta pelas baterias e isso provocava um aumento rápido da corrente. Este comportamento já tinha sido observado durante as simulações efetuadas. Uma das soluções para melhorar o controlo de corrente neste tipo de situação seria aumentar a frequência de comutação, no entanto, o *driver* utilizado apenas suportava uma frequência máxima de 50 kHz e haveria mais perdas de potência nos MOSFET devido às comutações mais elevadas.

A mota foi testada com controlo de corrente e sem aplicar carga e verificou-se que a corrente inicialmente atingia uma ligeira sobrelevação em relação ao valor de referência, mas acabava por convergir no valor desejado demonstrando um bom controlo de corrente neste tipo de situação. Os resultados obtidos durante estes testes também foram observados durante as simulações efetuadas.

Para testar a travagem regenerativa implementada acelerou-se a mota elétrica e, de seguida, aplicou-se a travagem regenerativa. Verificou-se que a corrente inverteu o seu sentido, sendo entregue às baterias, e que a corrente média durante a regeneração se manteve dentro do valor de referência pretendido comprovando o bom funcionamento do conversor implementado em modo elevador. O comportamento observado durante a experiência esteve de acordo com os resultados obtidos durante a simulação para uma situação semelhante de travagem regenerativa.

A mota foi testada em estrada, obtendo-se uma velocidade máxima de 17,56 km/h num percurso de 119 m. No entanto, a mota é capaz de atingir velocidades superiores se a estrada for mais longa, porque a mota ainda estava em aceleração no final da estrada utilizada para este teste. O valor da velocidade foi obtido através uma aplicação de medir velocidade chamada *GPS Speed*.

7.2 Perspetivas de trabalhos futuros

Como recomendações de trabalhos futuros sugere-se a mudança das baterias VRLA para baterias mais eficientes, mais pequenas e mais leves, como por exemplo, baterias de lítio, e a implementação de um carregador solar MPPT para carregamento das mesmas.

Também se propõe introduzir controlo de velocidade no sistema e aumentar as correntes de modo a se obter velocidades superiores, e implementar um monitor por forma a mostrar dados relevantes, tais como: velocidade, carga da bateria, potência consumida, corrente do motor, entre outros.

Seria também de interesse realizar um estudo de um motor AC trifásico implementado no sistema e comparar com o motor PMDC.

Referências

- [1] D. Flores, “Que futuro para os combustíveis fósseis?,” Departamento de Geologia da FCUP e Centro de Geologia da UP, [Online]. Available: http://associacaodpga.org/III_Vila_do_Bispo_files/Combustivos_fosseis.pdf. [Acedido em 15 janeiro 2019].
- [2] “When will fossil fuels run out?,” Ecotricity, [Online]. Available: <https://www.ecotricity.co.uk/our-green-energy/energy-independence/the-end-of-fossil-fuels>. [Acedido em 19 janeiro 2019].
- [3] “Acabar com carros poluentes? Até 2040, “é possível”,” [Online]. Available: <https://eco.sapo.pt/2018/09/11/vamos-conseguir-deixar-de-vender-veiculos-novos-poluentes-sim-mas-a-meta-ainda-esta-longe>. [Acedido em 20 janeiro 2019].
- [4] “Kit conversão carro elétrico McMob,” [Online]. Available: <http://www.veiculoselectricospt.com/kit-conversao-carro-electrico-mcmob/>. [Acedido em 20 janeiro 2019].
- [5] “All-Electric Vehicles,” [Online]. Available: <https://www.fueleconomy.gov/feg/evtech.shtml>. [Acedido em 18 janeiro 2019].
- [6] “The Benefits of Electric Vehicles,” [Online]. Available: <https://get-green-now.com/why-are-electric-cars-important/>. [Acedido em 18 janeiro 2019].
- [7] “Relative Costs of Driving Electric and Gasoline Vehicles in the Individual U.S. States,” [Online]. Available: http://www.umich.edu/~umtriswt/PDF/SWT-2018-1_Abstract_English.pdf. [Acedido em 18 janeiro 2019].
- [8] “Electric Bike History, patents from the 1800’s,” [Online]. Available: <https://www.electricbike.com/e-bike-patents-from-the-1800s/>. [Acedido em 21 janeiro 2019].
- [9] J. O. Bolton, “Electrical bicycle”. EUA Patente 552,271, 31 dezembro 1895.
- [10] J. G. Ogden, “The Kingdom of Dust,” *Popular Mechanics*, janeiro 1911.

- [11] M.Miles, "Internal-combustion alternative?," *Cycle World Magazine*, abril 1992.
- [12] "Mike Corbin," [Online]. Available: <https://electricmotorcycles.news/e-people/mike-corbin/>. [Acedido em 21 janeiro 2019].
- [13] "Peugeot's incredibly frugal electric E-Vivacity scooter," [Online]. Available: <https://newatlas.com/peugeots-incredibly-frugal-electric-e-vivacity-scooter/13967/>. [Acedido em 21 janeiro 2019].
- [14] "Electric Scooter VX-2 Vectrix," [Online]. Available: <http://vectrix-scooters.com/model/vx-2/>. [Acedido em 08 agosto 2018].
- [15] M. Bartlomowicz, "The best electric motorcycles you can buy right now," [Online]. Available: <https://dgit.com/best-electric-motorcycles-496/>. [Acedido em 21 janeiro 2019].
- [16] J. Costa, "Scooter elétrica – Implementação de um Controlador para motores BLDC," Universidade de Aveiro, 2014.
- [17] "EV Album," [Online]. Available: <http://www.evalbum.com/type/MTCY>. [Acedido em 08 agosto 2018].
- [18] "Series DC Motor," [Online]. Available: http://www.lmphotronics.com/DCSpeed/series_dc.htm. [Acedido em 22 janeiro 2019].
- [19] P. Constantino, "Conversão de um Veículo de Combustão em Veículo Elétrico," Instituto Superior de Engenharia de Lisboa, 2015.
- [20] J. Freitas, "Projeto e análise ao funcionamento de carros elétricos," Universidade do Minho, 2012.
- [21] "Motenergy ME1002 DC Series," [Online]. Available: <https://www.electricmotorsport.com/ev-parts/motors/dc-series-wound/sm300.html>. [Acedido em 22 janeiro 2019].

- [22] “Permanent Magnet DC Motor,” [Online]. Available: <https://www.electrical4u.com/permanent-magnet-dc-motor-or-pmdc-motor/>. [Acedido em 22 janeiro 2019].
- [23] V. Azevedo, “Projeto de um protótipo de um veículo elétrico,” Universidade da Madeira, Funchal, 2015.
- [24] “Máquinas síncronas,” Instituto Superior Técnico, [Online]. Available: <https://fenix.tecnico.ulisboa.pt/downloadFile/3779571254572/SEE-M>. [Acedido em 25 janeiro 2019].
- [25] “Motor DC com escovas e de ímanes permanentes, ME-0708,” [Online]. Available: <https://www.amazon.es/motenergy-me-0708-brush-type-permanente-corriente-continua/dp/B0083BDLTA>. [Acedido em 8 janeiro 2018].
- [26] “Brushless DC Motors,” [Online]. Available: http://www.lmphotronics.com/DCSpeed/brushless_dc.htm. [Acedido em 22 janeiro 2019].
- [27] “Motor sin escobillas HPM 5000 B,” [Online]. Available: http://goldenmotor.es/product.php?id_product=64. [Acedido em 21 janeiro 2019].
- [28] “Hub Motor 72V 6KW(13-inch),” [Online]. Available: <https://kellyev.com/hub-motor-72v-6kw13-inch-p-389.html>. [Acedido em 21 janeiro 2019].
- [29] J. G. Oliveira, “Materiais usados na construção de motores elétricos,” Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, 2009.
- [30] L. Knüppe, L. Sefrin, “Campo girante trifásico,” Universidade do Vale do Rio dos Sinos, Brasil, 2013.
- [31] A. Francisco, “Motores de indução trifásicos,” Escola Superior de Tecnologia e Gestão de Viseu, 2006.
- [32] J. A. B. Carvalho, “Regulação de velocidade em motores assíncronos de corrente alternada,” Instituto Superior de Engenharia do Porto, 2014.

- [33] “Kit AC Induction Motor & Curtis Controller AC-20,” [Online]. Available: <https://www.electricmotorsport.com/ac-20-kit.html>. [Acedido em 01 janeiro 2018].
- [34] R. Marcelino, “Controlo de Armazenamento de Energia em Barramento CC,” Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, 2013.
- [35] “Battery Cell Comparison,” [Online]. Available: <https://www.epectec.com/batteries/cell-comparison.html>. [Acedido em 30 janeiro 2019].
- [36] “Universal UB121000-45978 AGM battery,” [Online]. Available: <https://www.batterystuff.com/batteries/rv-marine/agm/56-to-110-amp-hour/ub121000-45978.html>. [Acedido em 01 janeiro 2019].
- [37] “Comparison Table of Secondary Batteries,” [Online]. Available: https://batteryuniversity.com/learn/article/secondary_batteries. [Acedido em 22 janeiro 2019].
- [38] “NiCd Battery Pack: 12V 10Ah,” [Online]. Available: <https://www.batteryspace.com/nicdbatterypack12v10ah4x5xdforemergencylight.aspx>. [Acedido em 08 janeiro 2019].
- [39] “NiMH Battery Pack: 12V 20Ah,” Battery Space, [Online]. Available: <https://www.batteryspace.com/nimh-battery-pack-12v-20ah-20xd-15a-rate-with-anderson-connector.aspx>. [Acedido em 29 janeiro 2019].
- [40] “Pack de baterias de Li-ion,” [Online]. Available: <https://www.batteryspace.com/li-ion-18650-battery-14-4v-2-6ah-37-44wh-4a-rate-4s-s-icr18650b4---un38-3-passed.aspx>. [Acedido em 08 janeiro 2019].
- [41] B. A. Abdel-Karim Daud, “DSP Based Simulator for Speed Control of the Synchronous Reluctance Motor Using Hysterisis Current Controller,” janeiro 2013.
- [42] “Pulse Width Modulation,” [Online]. Available: <https://www.electronicstutorials.ws/blog/pulse-width-modulation.html>. [Acedido em 08 fevereiro 2019].

- [43] “Available synchronous buck converter chips are bidirectional (current)?,” [Online]. Available: <https://electronics.stackexchange.com/questions/173593/available-synchronous-buck-converter-chips-are-bidirectional-current>. [Acedido em 15 outubro 2018].
- [44] ElProCus, “Buck Boost Converter Circuit Theory Working and Applications,” [Online]. Available: <https://www.elprocus.com/buck-boost-converter-circuit-theory-working-applications/>. [Acedido em 16 agosto 2018].
- [45] “H-Bridges - The Basics,” [Online]. Available: <http://www.modularcircuits.com/blog/articles/h-bridge-secrets/h-bridges-the-basics/>. [Acedido em 4 fevereiro 2019].
- [46] G. Solberg, “Magic of Tesla Roadster Regenerative Braking,” [Online]. Available: https://www.tesla.com/pt_PT/blog/magic-tesla-roadster-regenerative-braking. [Acedido em 20 fevereiro 2019].
- [47] S. D. Umans, Máquinas elétricas de Fitzgerald e Kingsley, 7^a ed., McGraw Hill Education, 2014.
- [48] “Working or Operating Principle of DC Motor,” [Online]. Available: <https://www.electrical4u.com/working-or-operating-principle-of-dc-motor/>. [Acedido em 21 setembro 2018].
- [49] A. Bernardino, “Dynamic Model of a Permanent Magnet DC Motor,” Instituto Superior Técnico, 2005.
- [50] R. W. Erickson e D. Maksimovic, Fundamentals of Power Electronics, 2^a ed., University of Colorado: Kluwer Academic Publishers, 2004.
- [51] N. Guerra, “Projeto de um conversor CC-CC do tipo elevador,” Instituto Superior de Engenharia do Porto, 2017.
- [52] “Motenergy ME1003 PMDC Motor,” [Online]. Available: <https://www.electricmotorsport.com/rt200-me1003-pmdc-motor-12-72v-15-4-hp-cont-30-8-hp-pk.html>. [Acedido em 08 agosto 2018].

- [53] “Convert revolutions per minute [rpm] to radians per second [rad/s] and vice-versa,” [Online]. Available: <https://www.lucidar.me/en/unit-converter/rad-per-second-to-revolution-per-minute/>. [Acedido em 19 janeiro 2018].
- [54] C. Deziel, “How to Calculate Gear Ratio,” [Online]. Available: <https://sciencing.com/calculate-gear-ratio-6495601.html>. [Acedido em 10 janeiro 2018].
- [55] S. Markings, “How to Calculate Wheel Speed,” [Online]. Available: <https://sciencing.com/calculate-wheel-speed-7448165.html>. [Acedido em 10 janeiro 2018].
- [56] Infineon, “IRFP4568 datasheet,” 09 agosto 2008. [Online]. Available: <https://www.infineon.com/dgdl/irfp4568pbf.pdf?fileId=5546d462533600a40153562c7c32201b>. [Acedido em 2018 janeiro 5].
- [57] Texas Instruments, “Fundamentals of On-Resistance in Load Switches,” *Application Report*, nº SLVA771, junho 2016.
- [58] Ultracell, “Battery VRLA UL18-12,” [Online]. Available: <http://ultracell.co.uk/datasheets/UL18-12.pdf>. [Acedido em 10 fevereiro 2018].
- [59] “Current Transducer HTFS 400-P,” 3 novembro 2014. [Online]. Available: https://www.lem.com/sites/default/files/products_datasheets/htfs_200_800-p.pdf. [Acedido em 14 janeiro 2018].
- [60] “Relay Guide,” [Online]. Available: <https://www.12voltplanet.co.uk/relay-guide.html>. [Acedido em 11 fevereiro 2019].
- [61] Texas Instruments, “C2000 Delfino MCU F28379D LaunchPad,” [Online]. Available: <http://www.ti.com/tool/LAUNCHXL-F28379D#1>. [Acedido em 11 setembro 2018].
- [62] Texas Instruments, “TMS320F2837xD Dual-Core Delfino Microcontrollers,” *Technical Reference Manual*, nº SPRUHM8F, dezembro 2016.
- [63] Texas Instruments, “TMS320x2834x Delfino System Control and Interrupts,” *Reference Guide*, nº SPRUFN1C, junho 2011.

- [64] Texas Instruments, “C2000™ MCU 1-Day Workshop,” *Workshop Guide and Lab Manual*, novembro 2016.
- [65] Semikron, “Hybrid Dual MOSFET SKHI 22A,” Semikron, 30 setembro 2008. [Online]. Available: <https://www.semikron.com/products/product-classes/igbt-driver/detail/skhi-22-ab-h4-r-l5012522l5012524.html>. [Acedido em 3 dezembro 2017].
- [66] farnell, “JCD Series,” 20 janeiro 12. [Online]. Available: http://www.farnell.com/datasheets/1897342.pdf?_ga=2.180276324.1766950374.1558299650-968183664.1558299650. [Acedido em 09 janeiro 2018].

Apêndices

Apêndice A – Algoritmo para controlo de corrente por histerese usado na simulação

```
function [gama1, gama2]= fnc(gama_ant1, gama_ant2, erro_Ia,Iref, Delta_Ia)
% This block supports the Embedded MATLAB subset.
% See the help menu for details.

gama1 = gama_ant1;
gama2 = gama_ant2;

if Iref > 0
    gama2 = -7;
    if erro_Ia > Delta_Ia
        gama1 = 15;
    end
    if erro_Ia < -Delta_Ia
        gama1 = -7;
    end
end

if Iref < 0
    gama1 = -7;
    if erro_Ia < Delta_Ia
        gama2 = 15;
    end
    if erro_Ia > -Delta_Ia
        gama2 = -7;
    end
end
```


Apêndice B – Algoritmo do CPU1

B.1 Inicialização de recursos do CPU1

```
// Inicializacao do sistema de controlo:  
// PLL, WatchDog, ativa relógio dos periféricos  
// Esta funcao encontra-se no ficheiro F2837xD_SysCtrl.c  
InitSysCtrl();  
  
// Limpa a memória RAM partilhada C1toC2  
// Esta funcao encontra-se no ficheiro F2837xD_Ipc.c  
FillIpcSendData(0);
```

B.2 Inicialização das portas GPIO

```
// Inicializa os GPIO para um estado conhecido  
// Esta funcao encontra-se no ficheiro F2837xD_Gpio.c  
InitGpio();  
  
// Definir GPIO como output e inicia-los a zero  
EALLOW;  
// Direcao a 1 corresponde a output  
// GPIO18 controla o redutor  
GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO18 = 1;  
// GPIO32 controla o elevador  
GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO32 = 1;  
EDIS;  
GpioDataRegs.GPADAT.bit.GPIO18 = 0;  
GpioDataRegs.GPADAT.bit.GPIO32 = 0;
```

B.3 Inicialização e mapeamento das interrupções

```
// Inicializa os registos de controlo PIE e limpa flags de interrupção ao nivel  
CPU  
// Esta funcao encontra-se no ficheiro F2837xD_PieCtrl.c  
InitPieCtrl();  
  
// Ativa as interrupções de nivel CPU e o modulo PIE  
// Esta funcao encontra-se no ficheiro F2837xD_PieCtrl.c  
EnableInterrupts();  
  
// Inicializa a tabela de vetores do modulo PIE  
// As rotinas de interrupcao encontram-se no ficheiro F2837xD_DefaultIsr.c.  
// Esta funcao encontra-se no ficheiro F2837xD_PieVect.c.  
InitPieVectTable();  
  
// Mapeamento das rotinas de interrupcao usadas  
EALLOW;  
//mapeamento da rotina IPC que recebera os valores enviados pelo CPU2
```

```

PieVectTable.IPC1_INT = &ipc2_isr;
EDIS;

//Ativa a interrupcao IPC1 do grupo de interrupcao 1 (int1.14)
PieCtrlRegs.PIEIER1.bit.INTx14 = 1;

//Limpa as flags dos registos IPC
IpcRegs.IPCCLR.all = 0xFFFFFFFF;
//Limpa pedidos de interrupcao do grupo de interrupcao 1
PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP1;

// Ativa interrupcoes do grupo 1 (ver tabela do modulo PIE)
IER |= M_INT1;
//Ativa as interrupcoes globais
EINT;
//Ativa interrupcoes em tempo real do modo debug
ERTM;

```

B.4 Transferência de controlo do ePWM2, ADCA, ADCB e ADCC para o CPU2

```

// Transfere controlo de configuracao do ePWM2 e ADC para o CPU2
EALLOW;
// O registo CPUSEL0 define qual o CPU que controla os ePWM0 a ePWM12
// Valor a 0 corresponde ao CPU1, valor a 1 corresponde ao CPU2
// CPU1 tem controlo por defeito
DevCfgRegs.CPUSEL0.bit.EPWM2 = 1;
// O registo CPUSEL11 define qual o CPU que controla as ADC
// Valor a 0 corresponde ao CPU1, valor a 1 corresponde ao CPU2
// CPU1 tem controlo por defeito
DevCfgRegs.CPUSEL11.bit.ADC_A = 1;
DevCfgRegs.CPUSEL11.bit.ADC_B = 1;
DevCfgRegs.CPUSEL11.bit.ADC_C = 1;
EDIS;

```

B.5 CPU2 avisa CPU1 que as suas configurações estão prontas

```

// Espera aqui ate que o CPU2 acabe as suas configuracoes e ative flag
IPC17
while (IpcRegs.IPCSTS.bit.IPC17 == 0);
//Limpa a flag IPC17
IpcRegs.IPCACK.bit.IPC17 = 1;

```

B.6 Recebe o tamanho do buffer das variáveis e entra em modo idle

```

//CPU1 recebe o tamanho do buffer das variaveis armazenadas na memoria
RAM atraves de um comando IPC
tamanhoBuffer = IpcRegs.IPCRECVDATA;

```

```
for(;;){  
// Esta função encontra-se no ficheiro F2837xD_SysCtrl.c  
  IDLE();  
}
```

B.7 Função que recolhe os dados guardados na memória RAM partilhada

```
//Guarda valores recolhidos da memória RAM partilhada num buffer local  
RecvCPU1Data(&buffer, tamanhoBuffer, posMemBuffer);  
  
// Return from interrupt  
IpcRegs.IPCACK.bit.IPC1 = 1;  
PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP1;
```


Apêndice C – Algoritmo do CPU2

C.1 Inicialização dos recursos do sistema

```
// Inicializacao do sistema de controlo:  
// PLL, WatchDog, ativa relógio dos periféricos  
// Esta funcao encontra-se no ficheiro F2837xD_SysCtrl.c  
InitSysCtrl();  
  
// Limpa a memória RAM partilhada C1toC2  
// Esta funcao encontra-se no ficheiro F2837xD_Ipc.c  
FillIpcSendData(0);
```

C.2 Inicialização e mapeamento das interrupções

```
// Inicializa os registos de controlo PIE e limpa flags de interrupção ao nivel  
CPU  
// Esta funcao encontra-se no ficheiro F2837xD_PieCtrl.c  
InitPieCtrl();  
  
// Ativa as interrupções de nivel CPU e o modulo PIE  
// Esta funcao encontra-se no ficheiro F2837xD_PieCtrl.c  
EnableInterrupts();  
  
// Inicializa a tabela de vetores do modulo PIE  
// As rotinas de interrupcao encontram-se no ficheiro F2837xD_DefaultIsr.c.  
// Esta funcao encontra-se no ficheiro F2837xD_PieVect.c.  
InitPieVectTable();  
  
// Mapeamento das rotinas de interrupcao usadas  
EALLOW;  
//mapeamento da rotina ADC para armazenar os valores dos sensores  
PieVectTable.ADCA1_INT = &adca1_isr;  
EDIS;  
  
//Ativa a interrupcao ADC1 do grupo de interrupcao 1 (int1.1)  
PieCtrlRegs.PIEIER1.bit.INTx1 = 1;  
  
//Limpa as flags dos registos IPC  
IpcRegs.IPCCLR.all = 0xFFFFFFFF;  
//Limpa pedidos de interrupcao do grupo de interrupcao 1  
PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP1;  
  
// Ativa interrupcoes do grupo 1 (ver tabela do modulo PIE)  
IER |= M_INT1;  
//Ativa as interrupcoes globais  
EINT;  
//Ativa interrupcoes em tempo real do modo debug  
ERTM;
```

C.3 Configuração das ADC

```
EALLOW;
AdcaRegs.ADCCTL2.bit.PRESCALE = 6; // Set ADCCLK divider to /4
AdcaRegs.ADCCTL2.bit.RESOLUTION = 0; // 12-bit resolution
AdcaRegs.ADCCTL2.bit.SIGNALMODE = 0; // Single-ended channel
conversions (12-bit mode only)
AdcaRegs.ADCCTL1.bit.INTPULSEPOS = 1; // Set pulse positions to late
AdcaRegs.ADCCTL1.bit.ADCPWDNZ = 1; // Power up the ADC

AdcbRegs.ADCCTL2.bit.PRESCALE = 6; // Set ADCCLK divider to /4
AdcbRegs.ADCCTL2.bit.RESOLUTION = 0; // 12-bit resolution
AdcbRegs.ADCCTL2.bit.SIGNALMODE = 0; // Single-ended channel
conversions (12-bit mode only)
AdcbRegs.ADCCTL1.bit.INTPULSEPOS = 1; // Set pulse positions to late
AdcbRegs.ADCCTL1.bit.ADCPWDNZ = 1; // Power up the ADC

AdccRegs.ADCCTL2.bit.PRESCALE = 6; // Set ADCCLK divider to /4
AdccRegs.ADCCTL2.bit.RESOLUTION = 0; // 12-bit resolution
AdccRegs.ADCCTL2.bit.SIGNALMODE = 0; // Single-ended channel
conversions (12-bit mode only)
AdccRegs.ADCCTL1.bit.INTPULSEPOS = 1; // Set pulse positions to late
AdccRegs.ADCCTL1.bit.ADCPWDNZ = 1; // Power up the ADC

DELAY_US(1000); // Delay for 1ms to allow ADC time to
power up

AdcaRegs.ADCSOC0CTL.bit.CHSEL = 0; // SOC0 will convert pin A0
AdcaRegs.ADCSOC0CTL.bit.ACQPS = 14; // Sample window is 100
SYSCLK cycles
AdcaRegs.ADCSOC0CTL.bit.TRIGSEL = 7; // Trigger on ePWM2
SOCA/C

AdcbRegs.ADCSOC0CTL.bit.CHSEL = 2; // SOC0 will convert pin B2
AdcbRegs.ADCSOC0CTL.bit.ACQPS = 15; // Sample window is 100
SYSCLK cycles
AdcbRegs.ADCSOC0CTL.bit.TRIGSEL = 7; // Trigger on ePWM2
SOCA/C

AdccRegs.ADCSOC0CTL.bit.CHSEL = 2; // SOC0 will convert pin C2
AdccRegs.ADCSOC0CTL.bit.ACQPS = 16; // Sample window is 100
SYSCLK cycles
AdccRegs.ADCSOC0CTL.bit.TRIGSEL = 7; // Trigger on ePWM2
SOCA/C

AdcaRegs.ADCSOC1CTL.bit.CHSEL = 1; // SOC1 will convert pin A1
AdcaRegs.ADCSOC1CTL.bit.ACQPS = 14; // Sample window is 100
SYSCLK cycles
```

```

AdcaRegs.ADCSOC1CTL.bit.TRIGSEL = 7;    // Trigger on ePWM2
SOCA/C

AdcaRegs.ADCINTSEL1N2.bit.INT1SEL = 1;  // End of SOC1 will set INT1
flag
AdcaRegs.ADCINTSEL1N2.bit.INT1E = 1;    // Enable INT1 flag
AdcaRegs.ADCINTFLGCLR.bit.ADCINT1 = 1;  // Make sure INT1 flag is
cleared

EDIS;

```

C.4 Configuração do ePWM

```

EALLOW;
// Assumes ePWM clock is already enabled
EPwm2Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = 3;        // Freeze counter
EPwm2Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = 0;      // TBCLK pre-scaler = /1
EPwm2Regs.TBPRD = 0x07D0;               // Set period to 2000 counts
(50kHz)
EPwm2Regs.ETSEL.bit.SOCAEN = 0;         // Disable SOC on A group
EPwm2Regs.ETSEL.bit.SOCASEL = 2;        // Select SOCA on period
match
EPwm2Regs.ETSEL.bit.SOCAEN = 1;         // Enable SOCA
EPwm2Regs.ETPS.bit.SOCAPRD = 1;         // Generate pulse on 1st event
EDIS;

```

C.5 Envio do tamanho do buffer para o CPU1 e aviso que as configurações estão terminadas

```

// Envia o tamanho do buffer das variáveis para o CPU1 através de um registo
IPC
tamanhoBuffer = sizeof(buffer);
IpcRegs.IPCSENDATA = tamanhoBuffer;
// Avisar o CPU1 que as configurações do CPU2 terminaram
IpcRegs.IPCSET.bit.IPC17 = 1;

```

C.6 Inicia o ePWM e entra em modo idle

```

// Sincroniza o ePWM com o clock do CPU e inicia-o em modo de contagem
crescente
EALLOW;
CpuSysRegs.PCLKCR0.bit.TBCLKSYNC = 1;
EPwm2Regs.ETSEL.bit.SOCAEN = 1;
EPwm2Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = 0;
EDIS;

for(;;){

```

```
// Esta função encontra-se no ficheiro F2837xD_SysCtrl.c
IDLE();
}
```

C.7 Envio dos dados obtidos no CPU2 para o CPU1

```
// Envia valores guardados no buffer para a memoria RAM C2toC1
Send_CPU2toCPU1_MSG_RAM(&buffer,tamanhoBuffer,1,posMemBuffer);

// Permitir que as ADC invoquem esta rotina novamente e retornar da
interrupção
AdcaRegs.ADCINTFLGCLR.bit.ADCINT1 = 1;
PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP1;
```


Apêndice D – Características da moto elétrica desenvolvida

Na tabela D.1 tem-se as características do protótipo da moto elétrica desenvolvida.

Tabela D.1 – Características da moto elétrica.

Modelo	Aprillia RS 50 '94
Peso	~130 kg
Custo	1400-1500 €
Velocidade máxima	17,56 km/h em 119m @ 1 min
Tensão de operação	72 V
Autonomia	~3,6km com DoD de 50%
Bateria auxiliar	12 V, 8 Ah
Potência consumida pelo sistema de controlo	4,56 W