



# Projeto de um Protótipo de um Veículo Elétrico

PROJETO DE MESTRADO

**Victor Wilson Gonçalves Azevedo**

MESTRADO EM ENGENHARIA DE TELECOMUNICAÇÕES  
E REDES DE ENERGIA



UNIVERSIDADE da MADEIRA

*A Nossa Universidade*

[www.uma.pt](http://www.uma.pt)

fevereiro | 2015

T/14  
62  
Azevedo  
+ ED-A

UNIVERSIDADE DA MADEIRA  
BIBLIOTECA

## **Projeto de um Protótipo de um Veículo Elétrico**

PROJETO DE MESTRADO

**Victor Wilson Gonçalves Azevedo**

MESTRADO EM ENGENHARIA DE TELECOMUNICAÇÕES  
E REDES DE ENERGIA

ORIENTAÇÃO  
João Dionísio Simões Barros

Para a comunidade ...

“An expert is a person who has made all the mistakes that can be made in a very narrow field.”

Niels Bohr, cientista. (1885 - 1962)



## Resumo

Os veículos movidos com combustíveis fósseis são, hoje em dia, os veículos mais utilizados em transportes. Estes meios de transporte caracterizam-se pelo seu baixo rendimento e por serem poluentes, pelo que, nos últimos anos, tem havido um esforço em criar ou melhorar meios de transporte, através do aumento do seu rendimento e eliminando a emissão de poluentes.

A utilização de máquinas elétricas como meio de locomoção é uma das soluções alternativas, uma vez que, estas apresentam um rendimento elevado e não emitem diretamente gases tóxicos, apesar das baterias serem uma das principais dificuldades, no que diz respeito à relação peso/densidade de energia.

Por outro lado, as baterias, devido à sua capacidade de armazenamento de energia, podem ser utilizadas para armazenar energia da rede elétrica, contribuindo para uma melhor gestão, e também para armazenar num veículo elétrico a energia gerada em modo de travagem e que posteriormente pode ser utilizada para fazer mover o motor elétrico.

Neste trabalho fez-se um projeto de um veículo elétrico (VE) e estudou-se o impacto da utilização em massa de veículos elétricos na gestão da rede de energia elétrica.

A verificação experimental fez-se com um conversor DC/DC bidirecional com uma configuração em ponte H e com um conversor DC/DC redutor unidirecional.

Utilizaram-se compensadores clássicos para, em malha fechada, regular o binário, a velocidade e a corrente, através de compensadores Proporcional Integrativo (PI) e Proporcional Integrativo Derivativo (PID).

No desenvolvimento deste projeto, fez-se uma análise teórica, realizaram-se simulações na ferramenta *MATLAB/Simulink* onde foram criados modelos do veículo elétrico para verificar o seu comportamento, e seguidamente analisaram-se experimentalmente estes resultados.

O controlo deste veículo foi feito com a utilização de microcontroladores de baixo custo, recorrendo a uma arquitetura de processamento distribuído/partilhado, constituindo esse estudo uma nova contribuição.

Os resultados demonstraram que o rendimento dos veículos elétricos em média encontram-se nos 85-90 %, superior aos atuais 40% dos veículos a combustão interna, eliminando também a emissão de poluentes.

### Palavras-chave:

Veículo elétrico, Máquina elétrica, Sistema de controlo do veículo elétrico, Rede elétrica de energia, Rendimento, Controlador PID



## Abstract

Internal combustion vehicles are today the main choice for transportation. Those means of transportation are characterized by their low efficiency and as a source of toxic gases. In recent years there has been an effort to create new solutions for transportation with higher performance and no emissions.

The use of electric motors as a way of locomotion is an alternative solution, as they present higher performances, despite the difficulty created by existing batteries's weight/energy density ratio.

In this work, an electric vehicle (EV) was designed, and was also studied the impact caused in the electric grid by the mass implementation of electric vehicles and which kind of management is required.

A DC/DC buck bidirectional converter with a H-bridge configuration was implemented for practical verification as well as a DC/DC buck unidirectional converter.

Classic compensators like the Proportional Integrative Derivative (PID) were used in this project. A theoretical analysis of the system was made, followed by simulations in MATLAB/Simulink where models of the electric vehicle were created to verify its behavior, and finally the results in the final implementation were analyzed.

Low cost microcontrollers were used to create a distributed parallel processing to the control of the vehicle as a new approach.

The results prove that the efficiency of electric vehicles is in average 85-90 %, a value far greater than the actual 40% from internal combustion vehicles, and they can also eliminate all gas emission.

### Keywords:

Electric vehicle, Electric machine, Electric vehicle control system, Electric grid network, Efficiency, PID controller.



## **Agradecimentos**

Seguem-se os meus verdadeiros e sinceros agradecimentos.

Ao meu orientador, professor Dionísio Barros, pela oportunidade que me proporcionou em desenvolver este projeto, pela disponibilidade, compreensão, dedicação e interesse durante todo o desenrolar deste projeto.

À *RedLine Motorsports*, por ter disponibilizado a estrutura do veículo para integrar no projeto, por ter auxiliado na montagem e pelo conhecimento que transmitiu.

À minha família, que sempre me apoiou em todo o meu percurso académico, pelo esforço, entusiasmo e encorajamento neste percurso.

Aos docentes da Universidade da Madeira, pela formação ministrada, conhecimento demonstrado e oportunidade de conhecer diferentes metodologias de trabalho, enriquecendo a formação por mim adquirida nas diversas áreas de interesse.

Aos meus colegas e amigos que tive oportunidade de conhecer, trabalhar e conviver ao longo de todos os meus anos nesta instituição, em especial ao Nuno Carreira, David Inácio, Sérgio Pestana, João Castro, Miguel Quintal, Vitor Aguiar, que de uma forma ou de outra contribuíram para que este projeto se realizasse, pela companhia, companheirismo, apoio, amizade e entusiasmo demonstrado.

Aos colegas e amigos dos Bombeiros Voluntários de Câmara de Lobos, pela ajuda moral demonstrada ao longo deste período, que me motivaram e aconselharam.

Finalmente ao meu pai, que sempre se demonstrou disponível em ajudar no meu progresso académico, mas que infelizmente não pôde estar presente até ao final do mesmo, mas que me motivou a fazer mais e melhor.



## Índice

Resumo .....	iii
Abstract .....	v
Agradecimentos.....	vii
Índice.....	ix
Lista de acrónimos .....	xiii
Lista de símbolos.....	xv
Índice de figuras .....	xxi
Índice de tabelas .....	xxvi
1. Introdução.....	1
1.1 Motivação .....	1
1.2 Objetivos .....	1
1.3 Contribuições originais .....	2
1.4 Organização da tese .....	2
2 Introdução aos veículos elétricos .....	3
2.1 Carro elétrico .....	3
2.2 Configurações de veículos elétricos.....	4
2.3 Máquinas elétricas .....	6
2.4 Máquina de corrente contínua.....	9
2.5 Revisão da teoria das baterias .....	11
2.6 Conversores.....	15
2.6.1 Conversor DC-DC redutor .....	16
2.6.2 Conversor DC-DC elevador.....	19
2.6.3 Conversor DC-DC redutor/elevador .....	22
2.6.4 Conversor DC-DC em ponte H.....	23
2.6.5 Sistemas de comutação .....	24
2.6.6 Travagem regenerativa.....	26
2.6.7 Conversores disponíveis comercialmente.....	26
2.7 Projeto de controladores .....	27
2.7.1 Controlador clássico de três termos – PID.....	27

---

2.7.2	Técnicas de ajuste do controlador PID .....	28
2.7.3	Implementação de controladores digitais.....	32
2.7.4	Moduladores em modo de deslizamento e PWM .....	33
2.8	Comportamento da REE .....	34
2.9	Conclusão.....	36
3	Modelização e controlo do veículo elétrico .....	37
3.1	Modelo físico do veículo elétrico .....	37
3.2	Modelo do motor PMDC ( <i>Permanent Magnet Direct Current</i> ).....	39
3.3	Modelo do circuito conversor .....	41
3.4	Controlo das grandezas do veículo elétrico .....	44
3.4.1	Comando em malha aberta.....	44
3.4.2	Controlo de corrente em malha fechada .....	44
3.4.3	Controlador de velocidade, sem controlo interno de corrente .....	45
3.4.4	Controlador de velocidade com controlo interno de corrente.....	46
3.5	Conclusão.....	47
4	Simulação do veículo elétrico .....	49
4.1	Modelo físico do veículo elétrico .....	49
4.2	Modelo do motor elétrico.....	50
4.3	Modelo do circuito conversor .....	53
4.4	Comando do conversor .....	55
4.5	Comando e controlo das grandezas do veículo elétrico.....	56
4.5.1	Comando em malha aberta com um modulador PWM.....	56
4.5.2	Simulação em malha fechada.....	59
4.6	Conclusão.....	67
5	Implementação do veículo elétrico e obtenção de resultados experimentais.....	69
5.1	Dimensionamento prático e implementação .....	69
5.1.1	Conversor DC-DC redutor em ponte H .....	69
5.1.2	Condicionamento de sinal e criação de placas PCB .....	72
5.1.3	Baterias .....	77
5.1.4	Microcontrolador .....	78
5.1.5	Programação .....	82

---

---

5.2	Construção do veículo elétrico.....	84
5.2.1	Chassis do veículo elétrico.....	84
5.2.2	Motor elétrico.....	85
5.2.3	Baterias .....	85
5.2.4	Cablagem e sistemas de segurança .....	86
5.2.5	Conversores.....	88
5.2.6	Montagem final.....	88
5.3	Testes e resultados experimentais .....	91
5.3.1	Conversor DC-DC redutor em ponte H .....	91
5.3.2	Conversor DC-DC redutor em malha aberta .....	94
5.3.3	Conversor DC/DC redutor com controlo de corrente por modo de deslizamento .....	97
5.4	Conclusão.....	99
6	Conclusões e trabalhos futuros .....	101
6.1	Trabalhos futuros .....	103
	Referências .....	105
	Anexo A - Máquina de corrente alternada síncrona .....	113
	Anexo B - Características do veículo elétrico.....	117
	Anexo C - Modelo físico do veículo <i>MATLAB/Simulink</i> .....	119
	Anexo D - Resultados de simulação do comando em malha aberta.....	121
	Anexo E - Circuito de condicionamento de sinal do <i>driver</i> SKHI 22A...	125
	Anexo F - Modelo <i>Ultiboard</i> .....	127
	Anexo G - Configurações do microcontrolador.....	129
	Anexo H - Testes práticos de velocidade máxima.....	137
	Anexo I - Testes de carga em malha aberta .....	139



## Lista de acrónimos

- ADC – *Analog to Digital Converter*  
AWGN – *Additive White Gaussian Noise*  
BJT – *Bipolar Junction Transistor*  
BMS – *Battery Management System*  
CAN – *Controlled Area Network*  
CCP – *Capture and Compare PWM*  
CCS – *Code Composer Studio*  
CLK – *Clock*  
CMOS – *Complementary Metal-Oxide-Semiconductor*  
CPU – *Central Processing Unit*  
DPC – *Distributed Parallel Computing.*  
FIFO – *First-In First-Out*  
FPU – *Floting-Point Unit*  
GPIO – *General Purpose Input/Output*  
GPTM – *General Purpose Timer Module*  
I/O – *Input/Output*  
IGBT – *Insulated Gate Bipolar Transistor*  
LCD – *Liquid-Cristal Display*  
MATLAB – *MATrix LABorator*  
MCU – *Microcontroller Unit*  
ME – *Máquina elétrica*  
MISO – *Master In Slave Out*  
MOSFET – *Metal-Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*  
MOSI – *Master Out Slave In*  
NMI – *Non-Maskable Interrupt*  
NVIC – *Nested Vector Interrupt Controller*  
PID – *Proporcional Integral Derivativo*  
PMDC – *Permanet Magnet Direct Current*  
PWM – *Pulse Width Modulation*  
QEE – *Qualidade da Energia Elétrica*  
REE – *Rede Elétrica de Energia*  
SG – *Smart-Grids*

SOC – *State of Charge*

SPDT – *Single-pole double-throw*

SPI – *Serial Peripheral Interface*

SPST – *Single-pole single-throw*

SS – *Signal Select*

SSI – *Synchronous Serial Interface*

UART – *Universal Asynchronous Receiver/Transmitter*

VCI – Veículos combustão interna

VE – Veículos elétrico

VRLA – *Valve-Regulated Lead-Acid*

## Lista de símbolos

- $\langle v_L \rangle$  - Tensão média  
 $a$  - Aceleração  
 $A$  - Área de secção  
 $A_c$  - Área frontal do corpo  
 $Ah$  - amperés hora  
 $B_L$  - Área de referência para elevação  
 $B_m$  - Coeficiente de amortecimento  
 $C$  - Constante de carga e descarga da bateria  
 $C_1$  - Condensador da fonte  
 $C_2$  - Condensador da carga  
 $C_{CE}$  - Condensador para obter a constante de tempo  $\tau_{CE}$   
 $C_d$  - Constante de aerodinâmica  
 $C_{DC}$  - Condensador de filtragem da tensão do acelerometro  
 $C_L$  - Coeficiente de elevação  
 $C_r$  - Condensador  
 $C_{rr}$  - Coeficiente de resistência ao rolamento  
 $C_x$  - Condensador de filtragem do eixo x do acelerometro  
 $C_y$  - Condensador de filtragem do eixo y do acelerometro  
 $C_z$  - Condensador de filtragem do eixo z do acelerometro  
 $D$  - Fator de ciclo positivo  
 $D'$  - Fator de ciclo negativo  
 $E$  - Energia  
 $e$  - Erro da entrada no compensador  
 $E_A$  - Força eletromotriz induzida (f.e.m.)  
 $e_i$  - Erro da corrente  
 $f_1$  - Frequência da tensão  
 $f_2$  - Frequência da tensão  
 $F_{acc}$  - Força de aceleração linear  
 $F_{aerod}$  - Força aerodinâmica  
 $f_e$  - Frequência elétrica  
 $f.e.m$  - Força eletromotriz induzida  
 $F_{lift}$  - Força de elevação

$F_n$	- Força normal ao plano
$f_p$	- Frequência do sistema
$F_{rolling}$	- Força de rolamento
$F_{Vwind}$	- Força do vento
$g$	- Aceleração gravítica
$G$	- Relação de engrenagem
$H$	- Descarga nominal
$h$	- Tempo de funcionamento
$I$	- Corrente
$i_A$	- Corrente na armadura
$I_A$	- Corrente na armadura
$i_c$	- Corrente no condensador
$i_C$	- Corrente nos cabos
$I_C$	- Corrente nos cabos
$I_f$	- Corrente de campo
$I_k$	- Corrente de descarga
$i_L$	- Corrente na bobine
$J$	- Momento de inércia do corpo
$J_m$	- Constante de inércia do motor
$J_{wheel}$	- Momento de inércia das rodas
$K$	- Coeficiente de temperatura
$K_m$	- Constante das características da máquina elétrica
$k$	- Constante de Peukert
$k_1$	- Constante singular do motor DC
$k_2$	- Constante do enrolamento de campo
$K_c$	- Constante do sistema
$K_{cr}$	- Valor crítico
$K_d$	- Ganho derivativo
$K_i$	- Ganho integral
$K_o$	- Razão entre a entrada e a saída
$K_p$	- Ganho proporcional
$k_t$	- Constante de binário elétrico do motor
$k_v$	- Constante f.e.m.
$K_\omega$	- Constante de velocidade
$l$	- Comprimento do condutor

$L$  - Tempo de atraso na resposta  
 $L_A$  - Auto-indução  
 $L_C$  - Indutância dos cabos  
 $M$  - Massa do corpo  
 $M(D)$  - Razão de conversão de tensão  
 $n$  - Velocidade do motor  
 $N_C$  - Voltas de condutores em cada bobine  
 $n_m$  - Velocidade angular mecânica  
 $p$  - Número de pólos  
 $P_l$  - Potenciômetro do acelerador  
 $P_{cr}$  - Período crítico  
 $Q$  - Carga do condensador  
 $r$  - Razão entre o tempo morto e tempo de resposta  
 $R$  - Resistência de carga  
 $R_A$  - Resistência da armadura  
 $R_{adj}$  - Resistência de controlo de corrente de campo  
 $R_C$  - Resistência dos cabos  
 $R_{CE}$  - Resistência de monitorização do  $V_{CEsat}$   
 $R_{error}$  - Resistência de pull-up  
 $R_{int}$  - Resistência interna  
 $R_{off}$  - Resistência da gate para desligar  
 $R_{on}$  - Resistência da gate para ligar  
 $r_r$  - Raio da roda  
 $R_{roff}$  - Resistência do relé inativo  
 $R_{ron}$  - Resistência do relé ativo  
 $T$  - Binário  
 $T$  - Constante de tempo  
 $T_{aerod}$  - Binário da aerodinâmica  
 $t_B$  - Tempo de descarga da bateria  
 $T_d - K_p K_d$   
 $T_e$  - Binário elétrico  
 $T_i - K_p / K_i$   
 $T_L$  - Binário resistente  
 $t_{min}$  - Tempo de monitorização de  $V_{CEsat}$   
 $T_{rolling}$  - Binário de rolamento

---

$T_s$  - Período do sinal  
 $t_s$  - Tempo de estabilização do sistema  
 $U_A$  - Tensão aplicada na armadura  
 $U_{pull-up}$  - Tensão de *pull-up*  
 $V$  - Tensão à saída  
 $v(t)$  - Tensão de saída em função do tempo  
 $V_1$  - Tensão alternada  
 $V_2$  - Tensão alternada  
 $V_{accel}$  - Tensão de saída do acelerador  
 $V_{Bat}$  - Tensão da bateria  
 $V_C$  - Tensão no condensador  
 $V_{cc}$  - Tensão DC  
 $V_{CE}$  - Tensão coletor-emissor  
 $V_{CEsat}$  - Tensão mínima de monitorização  
 $V_{dc1}$  - Tensão contínua no barramento 1  
 $V_{dc2}$  - Tensão contínua no barramento 2  
 $V_g$  - Tensão de alimentação  
 $v_L$  - Tensão aos terminais da bobine  
 $V_{max}$  - Amplitude da onda PWM  
 $V_{off}$  - Tensão do relé na posição inativo  
 $V_{on}$  - Tensão do relé na posição ativo  
 $V_{out}$  - Tensão de saída do sensor  
 $V_{ref}$  - Tensão de referência do sensor de corrente  
 $V_{refl}$  - Tensão referência  
 $V_T$  - Tensão aos terminais do sistema trifásico  
 $V_{vehicle}$  - Velocidade do corpo  
 $V_\phi$  - Tensão na fase  
 $X$  - Reatância da armadura  
 $X_A$  - Auto-Indutância  
 $X_S$  - Reatância síncrona da máquina  
 $Y$  - Grandeza de controlo  
 $\alpha$  - Inclinação da estrada  
 $\delta$  - Fator de ciclo  
 $\Delta i_1$  - Variação da corrente na bobine  $L_1$   
 $\Delta i_2$  - Variação da corrente na bobine  $L_2$

---

$\Delta Q$  - Variação da carga

$\Delta T_{emp}$  - Variação da temperatura

$\Delta v_1$  - Variação da tensão no condensador  $C_1$

$\Delta v_2$  - Variação no condensador  $C_2$

$\Delta \rho$  - Variação da resistividade

$\varepsilon$  - Erro máximo admissível

$\lambda$  - Área total

$\xi$  - Coeficiente de amortecimento

$\rho_a$  - Densidade atmosférica

$\rho$  - Resistividade a 20°C

$\tau$  - Tempo de resposta

$\tau_{CE}$  - Constante de tempo do condensador  $C_{CE}$

$\tau_{del}$  - Tempo morto

$\phi$  - Fluxo no entreferro

$\omega$  - Velocidade angular

$\omega_m$  - Frequência angular

$\omega_n$  - Frequência angular natural

$\omega_p$  - Frequência fundamental



## Índice de figuras

Figura 2.1 – Tipos de configurações para veículos elétricos com tração traseira. (a) Motor com embraiagem, caixa de velocidades e diferencial; (b) motor com caixa de velocidades e diferencial; (c) motor apenas com diferencial; (d) dois motores com respectivas caixas redutoras; (e) motores com veio direto para as rodas; (f) motores incorporados nas rodas. ....	4
Figura 2.2 – Configurações de veículos elétricos com rodas motrizes frontais. (a) Motor com embraiagem, caixa de velocidades e diferencial; (b) motor com caixa de velocidades e diferencial; (c) motor apenas com diferencial; (d) dois motores com respectivas caixas redutoras; (e) motores com veio direto para as rodas; (f) motor incorporado na roda. ....	5
Figura 2.3 – Configurações para veículos elétricos com tração integral. (a) Quatro motores e caixa redutora em todas as rodas; (b) quatro motores com veio direto para todas as rodas; (c) quatro rodas com motor integrado.....	6
Figura 2.4 – Tipos de motores elétricos. ....	7
Figura 2.5 – Corte segundo o plano diametral de uma máquina de corrente contínua [12]. ....	9
Figura 2.6 – Modelo elétrico do motor DC de excitação separada [13].....	10
Figura 2.7 – Circuito equivalente de uma bateria.....	12
Figura 2.8 – Teste de descarga de uma bateria de ácido-chumbo selada de 65Ah [18].	13
Figura 2.9 – Curvas características de uma bateria VRLA ( <i>valve-regulated lead-acid</i> ) de 7,2Ah, para diferentes taxas de descarga [19]. ....	13
Figura 2.10 – Conversores: (a) lineares; (b) comutados.....	15
Figura 2.11 – (a) Tipos de conversores comutados; (b) designação com fluxo entre conversores [23]. ....	15
Figura 2.12 – Conversor redutor: (a) esquema geral; (b) estado ligado; (c) estado desligado [24]. ....	16
Figura 2.13 – Análise comportamental da corrente [24]. ....	17
Figura 2.14 – Tensão aos terminais da bobine ao longo de um período [24]. ....	18
Figura 2.15 – Conversor DC/DC elevador. (a) Circuito equivalente; (b) estado ligado; (c) estado desligado [24]. ....	19
Figura 2.16 – Análise comportamental da tensão e corrente, de cima para baixo, respetivamente [24]. ....	20
Figura 2.17 – Comportamento da: (a) corrente; (b) tensão [24]. ....	21
Figura 2.18 – Circuito equivalente do conversor <i>Cuk</i> : (a) com comutador ideal; (b) com comutador na posição 1; (c) com comutador na posição 2 [24]. ....	22
Figura 2.19 – Conversor em ponte H com três estados: a) aberto; b) sentido direto; c) sentido inverso. ....	23
Figura 2.20 – Quadrantes de funcionamento: (a) comutação de apenas 1 quadrante; (b) comutação de 2 quadrantes, bidirecional em corrente; (c) comutação de 2 quadrantes, bidirecional em tensão; (d) comutação de 4 quadrantes [24]. ....	24

Figura 2.21 – Três maneiras de realizar um SPDT (representado por (a)) para 4 quadrantes. (b) (c) e (d) são configurações onde a corrente pode fluir em ambas as direções com posicionamento dos semicondutores diferentes [24].....	24
Figura 2.22 – Modos de funcionamento da máquina elétrica. ....	25
Figura 2.23 – Esquemas de montagens de conversores DC-DC. (a) Redutor de um quadrante; (b) elevador de um quadrante; (c) redutor de dois quadrantes; (d) redutor de quatro quadrantes. ....	25
Figura 2.24 – Diagrama de blocos de um sistema de malha fechada. (a) PID usando o erro no <i>feedback</i> ; (b) PID com dois graus de liberdade [29].....	28
Figura 2.25 – Abordagens de <i>Ziegler-Nichols</i> . (a) Através da tangente do ponto de inflexão; (b) através do período crítico [33].....	29
Figura 2.26 – Método de <i>Cohen-Coon</i> para teste em degrau. ....	30
Figura 2.27 – Sistema malha fechada com controlador PID. ....	31
Figura 2.28 – Sistema de primeira ordem.....	31
Figura 2.29 – Moduladores: (a) Histerese, (adaptado de [38]) ; (b) PWM, (adaptado de [39]). ....	33
Figura 2.30 – Gerador de duas ondas PWM com recurso a uma portadora triangular [41]. ....	34
Figura 2.31 – Diagrama de demanda de energia ao longo de um dia [47].....	36
Figura 3.1 – Forças a atuar num veículo elétrico [48].....	37
Figura 3.2 - Modelo elétrico do motor PMDC. ....	40
Figura 3.3 – Circuito equivalente do conversor redutor em ponte H. ....	41
Figura 3.4 – Modelo das equações da dinâmica do motor PMDC em função da velocidade.....	43
Figura 3.5 – Circuito equivalente do conversor DC-DC redutor. (a) Circuito completo com modelo do motor; (b) modelo simplificado com os fluxos de corrente nos dois estados (ligado e desligado).....	43
Figura 3.6 – Equação da dinâmica do motor PMDC em função da corrente.....	44
Figura 3.7 – Sistema em malha fechada: (a) em modo de deslizamento; (b) com modulador PWM. ....	44
Figura 3.8 – Sistema em malha fechada com o controlador P.I. de corrente. ....	45
Figura 3.9 – Sistema em malha fechada com controlador PID de velocidade sem controlo interno de corrente.....	46
Figura 3.10 – Sistema em malha fechada com controlo de velocidade com compensador PID e controlo interno de corrente com compensador PI com modulação PWM..	47
Figura 4.1 – Máscara do modelo físico do carro. ....	49
Figura 4.2 – Reação do binário resistente ao aumento da velocidade.....	50
Figura 4.3 – Definição do modelo da máquina elétrica PMDC e resposta a um impulso unitário.....	50
Figura 4.4 – Resposta da velocidade angular à aplicação de um degrau unitário de tensão.....	51
Figura 4.5 – Modelo da máquina PMDC. (a) Diagrama de blocos da máquina PMDC; (b) síntese da máquina PMDC.....	51
Figura 4.6 – Resposta do sistema ao degrau de tensão unitário com binário resistente nulo. ....	52

---

Figura 4.7 – Relação entre corrente e velocidade do modelo do motor PMDC.....	52
Figura 4.8 – Modelo dinâmico dos cabos. (a) Diagrama de blocos dos cabos; (b) síntese do diagrama de cabos. ....	53
Figura 4.9 – Modelo de cálculo dinâmico da resistividade e resistência. (a) Diagrama de blocos do cálculo da resistividade; (b) diagrama de blocos para o cálculo da resistência; (c) diagrama com síntese dos blocos (a) e (b). ....	53
Figura 4.10 – Resposta do sistema do cabo a um degrau de 72 V. ....	54
Figura 4.11 – Comando por histerese. (a) Diagrama de blocos do comando por histerese; (b) janela da função <i>relay</i> com zona de histerese definida.....	55
Figura 4.12 – Modulador PWM. (a) Diagrama de blocos do modulador PWM; (b) janela da função <i>Signal Generator</i> , definido a amplitude, a frequência e tipo de onda gerada.....	55
Figura 4.13 – Sistema completo em malha aberta com um modulador PWM sem compensador.....	56
Figura 4.14 – Comportamento do sinal de comando do modulador PWM.....	57
Figura 4.15 – Diagrama de blocos do gerador de ruído. ....	57
Figura 4.16 – Resposta do sistema em malha aberta, sem compensador e com um modulador PWM. Referência (vermelho tracejado); corrente (verde); velocidade de saída (azul pontuado).....	58
Figura 4.17 – Sistema com controlo de corrente, em modo de deslizamento. ....	59
Figura 4.18 – Resposta do sistema sem compensador e com controlo de corrente por histerese. ....	60
Figura 4.19 – Resposta do sistema com modulador em modo de histerese com uma inclinação de 5°.....	61
Figura 4.20 – Sistema com compensador de corrente e modulador de PWM.....	61
Figura 4.21 – Resposta do sistema com um compensador PI e um modulador PWM...	62
Figura 4.22 – Resposta do sistema com compensador P.I. e modulador de PWM. ....	63
Figura 4.23 – Resposta do sistema com controlo de velocidade e controlador PID. ....	64
Figura 4.24 – Resposta do sistema com controlo de velocidade e controlador P.I.. ....	64
Figura 4.25 – Resposta do sistema com controlo de velocidade e controlador PID para uma inclinação de 5°.....	65
Figura 4.26 – Sistema com compensador de velocidade com compensador interno de corrente e modulador de PWM.....	66
Figura 4.27 – Resposta do sistema com um controlador de velocidade com controlo de corrente interno.....	66
Figura 4.28 – Resposta do sistema com um controlador de velocidade com controlo de corrente interno para uma inclinação de 5°. ....	67
Figura 5.1 – Placas dos <i>drivers</i> SKHI 22A. ....	71
Figura 5.2 – Montagem dos IGBT. (a) Em ponte H; (b) redutor. ....	71
Figura 5.3 – Circuito de condicionamento de sinal do sensor de corrente HTFS – 400, adaptado de [61]. ....	72
Figura 5.4 – Sensor de tensão com isolamento. ....	73
Figura 5.5 – Acelerador eletrónico com interruptor incorporado.....	74
Figura 5.6 – Circuito de condicionamento de sinal do acelerador eletrónico. (a) Potenciômetro; (b) interruptor.....	74

---

Figura 5.7 – Circuito interno do sensor de <i>Hall</i> , adaptado de [65].	75
Figura 5.8 – Esquema de ligação do regulador LM317 para uma saída de 3,3 V.	75
Figura 5.9 – Ligações do LCD à ficha DB15.	76
Figura 5.10 – Circuito de dimensionamento do acelerómetro, adaptado de [68].	76
Figura 5.11 – Circuito de condicionamento do sensor de temperatura.	77
Figura 5.12 – <i>Tiva C Series – TM4C123GXL launchpad</i> .	78
Figura 5.13 – Estrutura do processamento distribuído e partilhado. (a) DPC com três microcontroladores; (b) DPC com dois microcontroladores.	78
Figura 5.14 – Bloco gerador de PWM [71].	79
Figura 5.15 – Estrutura de um PID embebido num microcontrolador.	80
Figura 5.16 – Estrutura do GPTM no microcontrolador TM4C123GXL [71].	81
Figura 5.17 – Fluxo de programação da arquitetura DPC com 3 microcontroladores.	82
Figura 5.18 – Fluxo de programação com a arquitetura DPC com dois microcontroladores.	83
Figura 5.19 – Kart ArtiGO TS-01.	84
Figura 5.20 – Disposição das baterias no veículo elétrico.	84
Figura 5.21 – Adaptador do motor elétrico no veículo: coroa (1), pinhão (2) e base do motor (3).	85
Figura 5.22 – Bateria utilizada no veículo elétrico [74].	85
Figura 5.23 – Bases para as baterias: (a) dianteira; (b) traseira; (c) lateral.	86
Figura 5.24 – Cabo e colocação da bainha.	87
Figura 5.25 – (a) Solenoide; (b) fusível.	87
Figura 5.26 – Caixa com o controlador.	88
Figura 5.27 – Acelerador e sistema de avanço e recuo.	89
Figura 5.28 – Bateria de 12 V com 7 Ah, e o regulador 12-15V <sub>DC</sub> .	89
Figura 5.29 – Esquema elétrico do sistema.	90
Figura 5.30 – Sinal PWM: a) dois níveis; b) três níveis.	91
Figura 5.31 – Teste em vazio com 72 V e comando em PWM.	91
Figura 5.32 – Teste sem carga com 72 V e comando em PWM a velocidade constante.	92
Figura 5.33 – Teste de velocidade máxima a 12 V em vazio, com modulador PWM em malha aberta.	93
Figura 5.34 – Teste de velocidade máxima a 24 V em vazio, com modulador PWM em malha aberta.	93
Figura 5.35 – Teste 1 de aceleração durante 50 m em malha aberta.	94
Figura 5.36 – Simulação com referência semelhante aos resultados práticos do teste 1.	95
Figura 5.37 – Teste 2 de aceleração durante 50 m em malha aberta.	96
Figura 5.38 – Teste com velocidade constante em degrau.	96
Figura 5.39 – Teste em modo de deslizamento com 150 A de máximo.	97
Figura 5.40 – Teste em modo de deslizamento com 150 A e o acelerador constante.	98
Figura A. 1 – Disposição da máquina síncrona de pólos salientes.	113
Figura A. 2 – Circuito equivalente da máquina trifásica.	115
Figura A. 3 – Configuração do sistema trifásico. (a) Em estrela; (b) em triângulo.	115

Figura C. 1 – Modelo físico do carro completo.....	119
Figura D. 1 – Resultado do comando em malha aberta com PWM sem limitador de corrente.....	121
Figura D. 2 – Resultado do comando em malha aberta com PWM, sem limitador de corrente e 5° de inclinação.....	121
Figura D. 3 – Resultado do comando em malha aberta com PWM, com limitador de corrente a -5° de inclinação.....	122
Figura D. 4 – Resultado do sistema com compensador PID para controlo de corrente.....	122
Figura D. 5 – Resultado do sistema com compensador PID para controlo de corrente numa inclinação de 5°.....	123
Figura E. 1 – Circuito de condicionamento de sinal para o <i>driver</i> SKHI 22A.....	125
Figura E. 2 – Camada inferior da placa dos <i>drivers</i> .....	126
Figura F. 1 – Camada inferior da placa principal.....	127
Figura F. 2 – Camada superior da placa principal.....	128
Figura G. 1 – Definição das bibliotecas no projeto.....	129
Figura G. 2 – Definição de variáveis globais e funções externas.....	129
Figura G. 3 – Definição das interrupções no documento <i>startup</i> .....	129
Figura G. 4 – Configuração da velocidade do processador e ativar a função de vírgula flutuante.....	130
Figura G. 5 – Configuração da porta UART.....	130
Figura G. 6 – Configuração do módulo ADC.....	130
Figura G. 7 – Configuração do módulo SSI.....	131
Figura G. 8 – Configuração das portas GPIO.....	131
Figura G. 9 – Configuração do módulo GPTM.....	132
Figura G. 10 – Configuração do módulo PWM.....	132
Figura G. 11 – Configuração do módulo NVIC.....	133
Figura G. 12 – Código dos controladores P.I. e PID.....	133
Figura G. 13 – Código para representação: (a) de uma imagem; (b) botão <i>cruise control</i> ativo.....	134
Figura G. 14 – Função para gravação de dados.....	135
Figura H. 1 – Teste velocidade máxima a 36 V malha aberta em vazio, com modulador PWM.....	137
Figura H. 2 – Teste velocidade máxima a 48 V malha aberta em vazio, com modulador PWM.....	137
Figura H. 3 – Teste velocidade máxima a 60 V malha aberta em vazio, com modulador PWM.....	138
Figura H. 4 – Teste velocidade máxima a 72 V malha aberta em vazio, com modulador PWM.....	138

Figura I. 1 – Teste de carga com velocidade constante. ....	139
Figura I. 2 – Teste carga com velocidade variável com referência superior. ....	139
Figura I. 3 – Testes de carga com pico de aceleração. ....	139
Figura I. 4 – Teste 1 de carga com velocidade variável. ....	140
Figura I. 5 – Teste 2 de carga com velocidade variável. ....	140
Figura I. 6 – Teste 3 de carga com velocidade variável. ....	140

## Índice de tabelas

Tabela 2.1 – Parâmetros principais de diversos tipos de baterias [20]. ....	14
Tabela 2.2 – Proposta de <i>Ziegler-Nichols</i> para o primeiro método. ....	29
Tabela 2.3 – Proposta de <i>Ziegler-Nichols</i> para o segundo método. ....	29
Tabela 2.4 – Proposta de <i>Cohen-Coon</i> . ....	30
Tabela 3.1 – Estados da ponte H ( [34]). ....	42
Tabela 5.1 – Parâmetros utilizados no dimensionamento dos <i>drivers</i> . ....	70
Tabela B. 1– Características físicas do <i>kart</i> . ....	117
Tabela B. 2 – Parâmetros elétricos do motor ....	117
Tabela B. 3 – Parâmetros mecânicos do motor. ....	118

# 1. Introdução

## 1.1 Motivação

O mundo tem apresentado uma necessidade energética crescente. Este crescimento energético tem levado à procura de novas fontes de energia, como é o exemplo das fontes de energia renováveis e o melhoramento do rendimento dos equipamentos. O problema da utilização de fontes de energia renováveis é a capacidade de produção, sendo que a fonte primária (tipicamente não controlável, como é o caso do sol e do vento) não apresenta uma produção contínua. Esta limitação levou à procura de soluções alternativas para o armazenamento de energia. Uma das soluções encontradas foi a utilização de baterias para armazenamento de energia em períodos de excedente. Outra vantagem da utilização de bancos de baterias é a sua capacidade de entregar energia quase instantaneamente. Numa altura de excedente energético recorre-se ao armazenamento e numa altura de necessidade recorre-se a um desses bancos para fazer o fornecimento. A utilização de baterias dos veículos elétricos, VE, (*EV – Electric Vehicle*), integrada nas redes inteligentes de energia (*SG - Smart-Grids*) proporciona e implica outras considerações na rede, como por exemplo a análise da potência máxima necessária em cada nó e o controlo do fluxo de potência.

O investimento em desenvolvimento de EV's tem vindo a se emancipar, podendo vir a causar um impacto na rede elétrica de energia, REE, bem como no desenvolvimento de novos métodos de controlo de energia como forma de aumentar o desempenho deste.

Um carro elétrico é um veículo motorizado constituído por uma Máquina Elétrica, ME, que recorre a baterias como fonte de energia, utilizando conversores para controlá-la. Existem diversos tipos de conversores, DC-DC (DC - *Direct Current*), AC-DC (AC - *Alternate Current*), DC-AC e AC-AC, que podem ser utilizados em máquinas elétricas DC, AC síncronas ou assíncronas, em veículos elétricos. Para cada conversor e máquina, aplicam-se controladores adequados, com o intuito de maximizar o seu rendimento e resposta aos estímulos do utilizador.

O objetivo deste projeto foi a criação de um protótipo de um veículo elétrico, que permitissem demonstrar as suas particularidades a nível do rendimento e como meio de carregamento. Este processo englobou a criação de estruturas adequadas, dimensionamento dos seus componentes, criação de modelos, controlo e análise de resultados.

## 1.2 Objetivos

Os objetivos deste trabalho foram os seguintes:

- estudo dos modelos das máquinas elétricas;
- revisão de conversores de potência a uma ME para o controlo do VE;
- dimensionamento dos controladores;
- simulação dos modelos na ferramenta *MATLAB/Simulink*;

- utilização de microcontroladores de baixo custo para o controlo;
- implementação prática num VE e obtenção de resultados experimentais.

### 1.3 Contribuições originais

O trabalho desenvolvido nesta tese recorre ao processamento distribuído e partilhado, utilizando o protocolo SPI para comunicação entre microcontroladores, bem como a utilização de diferentes tipos de microcontroladores para efetuar diferentes tarefas, otimizando a capacidade de processamento global.

### 1.4 Organização da tese

A tese está organizada pela seguinte ordem de capítulos: Introdução, Revisão do estado de arte, Modelização e controlo do veículo elétrico, Simulação do veículo elétrico, Implementação e resultados experimentais, Conclusões e trabalhos futuros.

No primeiro capítulo, Introdução, apresentou-se o tema desenvolvido na tese, mencionando os principais objetivos, as contribuições originais e a organização da tese.

No segundo capítulo, Introdução aos veículos elétricos, faz-se uma revisão da literatura, onde é realizada uma introdução histórica aos veículos elétricos, a abordagem a algumas das configurações de um veículo elétrico, a análise das máquinas elétricas existentes, com especial ênfase no motor de corrente contínua. São abordados também os tipos de baterias e respetivo funcionamento, as diferentes configurações de conversores, os métodos de controlo e de recuperação de energia em veículos elétricos com recurso ao motor, i.e., travagem regenerativa. Em seguida é feita a análise às casas com postos de abastecimento e o impacto na REE e qualidade da energia elétrica, QEE, bem como sistemas comerciais utilizados.

Seguidamente, no terceiro capítulo, Modelização e controlo do veículo elétrico, aborda-se a modelização do veículo elétrico e da máquina elétrica, apresenta-se as equações da dinâmica de cada um destes modelos, bem como as equações do circuito conversor e métodos de controlo.

No quarto capítulo, Simulação do veículo elétrico, é apresentado o modelo que foi criado para a simulação na ferramenta de desenvolvimento MATLAB (*MATrix LABORatory*), com diversos tipos de controlo e análise, baseado nos modelos dimensionados no terceiro capítulo, tentando assim confirmar o comportamento definido no capítulo anterior. Analisam-se também os resultados obtidos nestes modelos comportamentais, para posterior comparação com os resultados experimentais.

O quinto capítulo, Implementação e resultados, apresenta a implementação e dimensionamento prático dos controladores, o condicionamento de sinal necessário para o funcionamento do sistema, as baterias, os microcontroladores e respetiva programação, bem como a montagem dos dispositivos e os testes efetuados.

Para finalizar, o sexto capítulo, Conclusões e trabalhos futuros, apresenta as conclusões extraídas dos resultados obtidos no trabalho, e indica alguns trabalhos futuros a serem desenvolvidos.

## 2 Introdução aos veículos elétricos

Neste capítulo é apresentada a definição de veículo elétrico, incluindo a descrição da sua história e desenvolvimento, bem como as vantagens e desvantagens em relação aos veículos com motor de combustão. Seguidamente, abordam-se as configurações dos VE, em função da sua configuração de tração, sejam elas, traseira, dianteira ou integral.

Os tipos de máquinas elétricas são também abordados, sendo indicadas as características de cada máquina, bem como vantagens e desvantagens das mesmas, e ainda são apresentadas as opções mais utilizadas no mercado automóvel elétrico.

Faz-se ainda uma revisão do estado da arte dos sistemas de armazenamento, nomeadamente as baterias, indicando as suas limitações e efetuando uma análise ao seu comportamento. De seguida indicam-se os tipos de conversores de potência existentes e os respetivos controladores, e são descritas as formas de aquisição de grandezas necessárias para o controlo dos sistemas de veículos elétricos. São depois referidos os métodos de controlo com travagem regenerativa, com o objetivo de aumentar a autonomia da carga das baterias.

Finalmente, apresentam-se benefícios e limitações da ligação de EV na REE.

### 2.1 Carro elétrico

É considerado um carro elétrico, uma viatura que tem como principal fonte de propulsão um motor elétrico. Este contém uma fonte primária de energia, geralmente baterias, mas em alguns casos recorre-se a células de combustível ou bancos de ultracondensadores [1].

A máquina elétrica já existe desde o século XIX, mas *Joseph Henry*, o inventor do primeiro motor DC, levou a que *Thomas Davenport*, em 1834, fica-se conhecido como o criador do primeiro carro elétrico. *Moses Farmer*, em 1847, concluiu a construção do primeiro carro de 2 passageiros, seguido por *Charles Page* que desenvolveu outro, capaz de atingir 32 km/h [2], [3]. Anos mais tarde, com a invenção da bateria recarregável por *Gaston Plante*, *Camille Jenatzy*, em 1899, criou um carro com dois motores elétricos de 12 V que permitiram que alcançasse 106 km/h, batendo o recorde de velocidade na altura.

Apesar destes esforços, os motores de combustão apresentavam como grandes vantagens a autonomia e o tempo de carregamento, fazendo com que os carros elétricos caíssem em desuso. Em 1970, devido à crise do petróleo, recorreu-se, novamente, aos carros elétricos e em 1996 a *General Motors* lança o EV1 [2]. Em 2001, a maior parte da frota foi retirada do mercado por falta de vendas. Em 2006, a *Tesla Motors* apresenta o modelo *Tesla Roadster*, capaz de atingir 250 km/h e com uma autonomia de 480 km.

Desde então, a comunidade tem tido um grande interesse no desenvolvimento de veículos elétricos, como meio de redução da dependência do petróleo e da emissão de gases de efeito estufa.

## 2.2 Configurações de veículos elétricos

Existem diversas configurações de veículos elétricos, dependendo do tipo de aplicação, tipo de motor e sistema de armazenamento [4].

Na Figura 2.1, representam-se diferentes opções de utilização de máquinas elétricas em veículos automóveis com tração traseira. Os modelos são representados com a seguinte simbologia: M – Motor elétrico, E – Embraiagem, CV – Caixa de velocidades, CR – Caixa redutora, D – Diferencial.

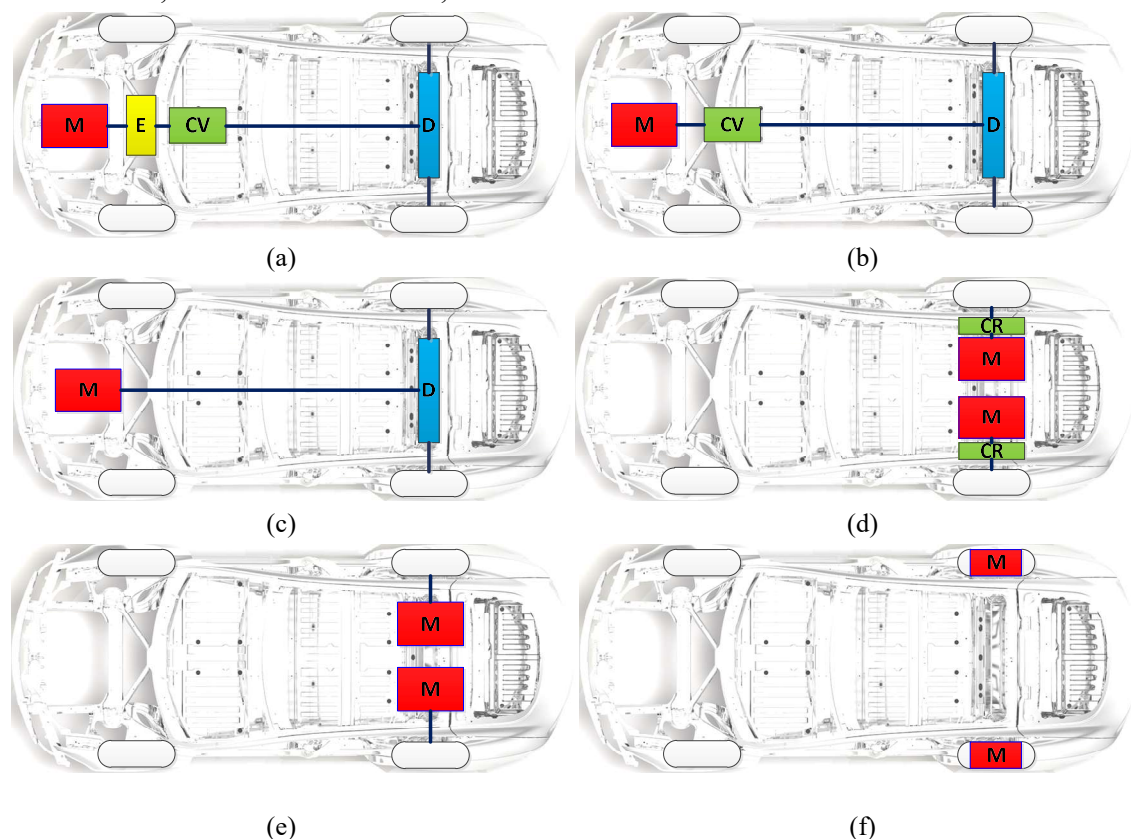


Figura 2.1 – Tipos de configurações para veículos elétricos com tração traseira. (a) Motor com embraiagem, caixa de velocidades e diferencial; (b) motor com caixa de velocidades e diferencial; (c) motor apenas com diferencial; (d) dois motores com respectivas caixas redutoras; (e) motores com veio direto para as rodas; (f) motores incorporados nas rodas.

Como se pode verificar, existem diversas configurações e apenas considerando uma viatura com tração traseira. A Figura 2.1 (a), representa uma configuração utilizada quando se deseja apenas alterar um motor de combustão por um motor elétrico, não mexendo nos outros sistemas mecânicos. Na Figura 2.1 (b) mantém-se a implementação do motor diretamente ligado à CV, e que por sua vez é ligada ao diferencial.

Se se utilizar uma configuração como a que está apresentada na Figura 2.1 (c), geralmente para motores mais rotativos ou com velocidades inferiores e binários superiores, reduzem-se as perdas mecânicas. Para modelos mais complexos como os das Figura 2.1 (d), (e) e (f), recorre-se a dois motores, com a necessidade de se utilizarem CR ou não. No último caso os motores são incorporados diretamente nas rodas, mas com funcionamento semelhante ao dos casos anteriores.

Estas configurações das viaturas apresentadas na Figura 2.1 apresentam as seguintes vantagens e desvantagens em relação às configurações apresentadas na Figura 2.2:

- |  |   |
|--|---|
| <ul style="list-style-type: none"> <li>➤ Uniformidade de desgaste dos pneus;</li> <li>➤ Melhor distribuição do peso;</li> <li>➤ Menor tendência em perda de tração.</li> </ul> | <ul style="list-style-type: none"> <li>➤ Perda de equilíbrio em aceleração em linha reta;</li> <li>➤ Perdas mecânicas maiores.</li> </ul> |
|--|---|

Na Figura 2.2 são representadas as diferentes configurações para um veículo com tração frontal, com a mesma simbologia já mencionada acima.

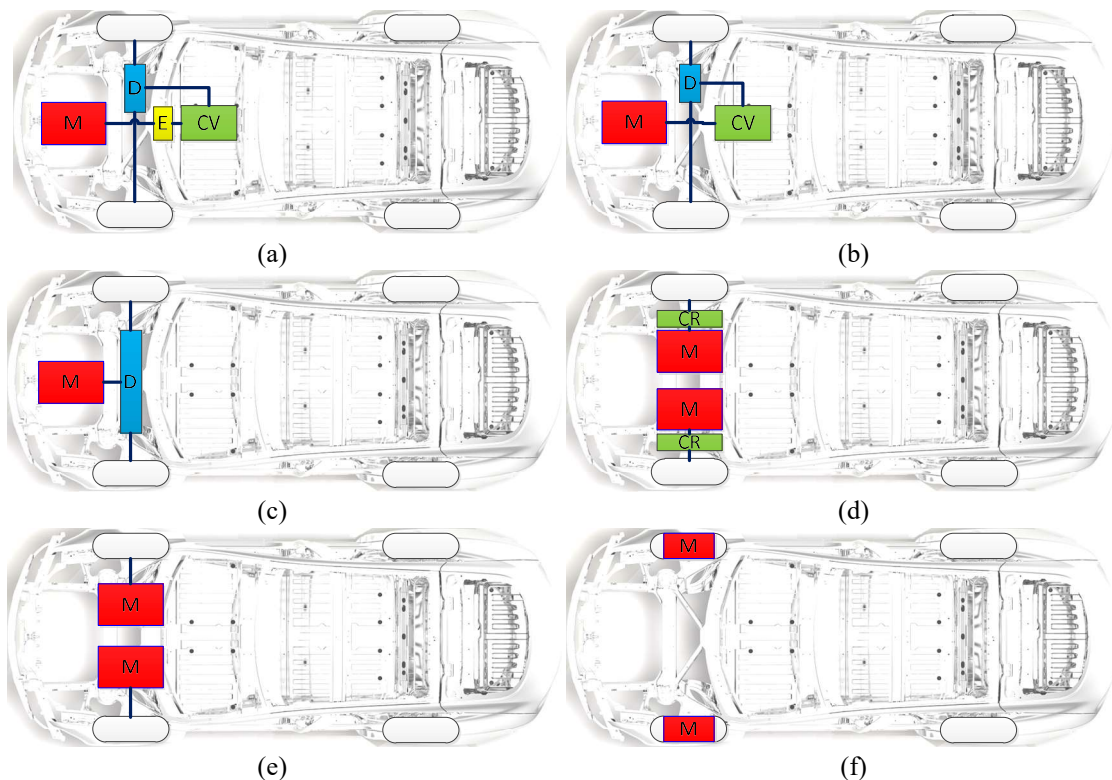


Figura 2.2 – Configurações de veículos elétricos com rodas motrizes frontais. (a) Motor com embraiagem, caixa de velocidades e diferencial; (b) motor com caixa de velocidades e diferencial; (c) motor apenas com diferencial; (d) dois motores com respetivas caixas redutoras; (e) motores com veio direto para as rodas; (f) motor incorporado na roda.

As configurações de veículos elétricos com rodas motrizes frontais são muito semelhantes às mencionadas na figura anterior, sendo a principal diferença o diferencial ser frontal, o que apresenta algumas vantagens e desvantagens em relação às configurações anteriormente descritas na Figura 2.1:

- |  |   |
|--|---|
| <ul style="list-style-type: none"> <li>➤ Menores perdas mecânicas;</li> <li>➤ Mais estável em aceleração em linha reta.</li> </ul> | <ul style="list-style-type: none"> <li>➤ Maior desgaste nos pneus dianteiros;</li> <li>➤ Tendência para perder tração em saídas rápidas.</li> </ul> |
|--|---|

Existem, também as configurações para tração integral, que estão representadas na Figura 2.3.

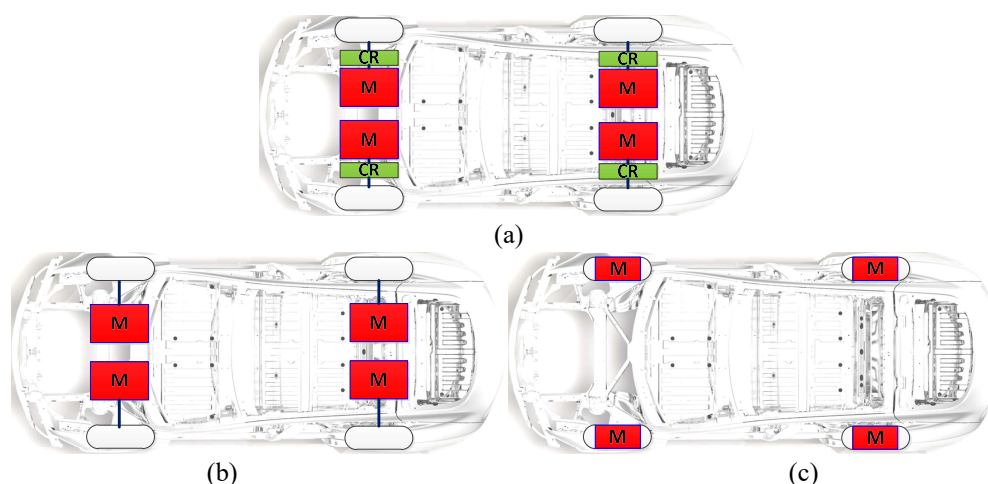


Figura 2.3 – Configurações para veículos elétricos com tração integral. (a) Quatro motores e caixa redutora em todas as rodas; (b) quatro motores com veio direto para todas as rodas; (c) quatro rodas com motor integrado.

Estas topologias têm a vantagem de permitirem controlar o binário em cada roda, maximizando a potência transferida às rodas e reduzindo as perdas mecânicas.

## 2.3 Máquinas elétricas

As máquinas elétricas são utilizadas numa vasta gama de aplicações. Existem dois tipos, AC e DC, os quais apresentam diferentes métodos de funcionamento.

As máquinas DC, como o nome indica, são máquinas que funcionam com a aplicação de uma corrente contínua aos seus enrolamentos. Estas podem ter diversas configurações, como está representado na Figura 2.4, sendo que em certas configurações existem enrolamentos no rotor (parte central do motor) e no estator, e noutras apenas no rotor. A aplicação de corrente aos enrolamentos do rotor é feita através das escovas de carbono posicionadas na estrutura do estator, que se apresentam encostadas a contactos isolados no rotor, aplicando sucessivamente corrente a cada uma das bobines deste. No estator podem existir ou não enrolamentos, aos quais é aplicada também uma corrente contínua. No caso de não existirem enrolamentos de campo, estes são substituídos por ímanes permanentes que geram um fluxo constante [5].

Os motores AC, são motores que funcionam com a aplicação desse tipo de corrente, constituídos também por rotor e estator, e com a ausência de escovas. Tal como exposto na Figura 2.4 os motores AC subdividem-se em assíncronos, também conhecidos por motores de indução, e síncronos. Os motores síncronos são controlados através da aplicação de uma frequência variável para variação da sua velocidade e através da variação da amplitude para o controlo do binário.

Existem ainda os motores universais, para os quais a sua configuração permite que seja aplicada qualquer uma das formas de energia existentes, seja DC seja AC, sendo que a aplicação de um destes tipos de corrente faz com que o campo varie e crie um campo girante, fazendo o rotor rodar. Na Figura 2.4 estão representados os diversos tipos de máquinas elétricas existentes.

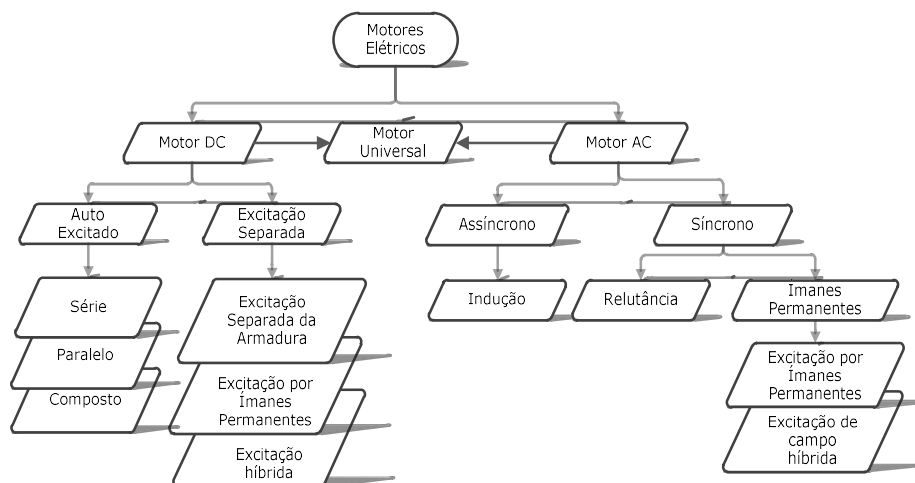


Figura 2.4 – Tipos de motores elétricos.

As máquinas elétricas representadas na Figura 2.4 apresentam as seguintes vantagens e desvantagens em comparação com os motores de combustão interna.

**Vantagens:**

- Elevado rendimento;
- Elevada densidade de potência;
- Binário elevado a baixas velocidades e rapidez na disponibilização de binário;
- Grande gama de velocidades e potência constante;
- Eficiência de travagem;
- Baixo ruído;
- Baixa manutenção;
- Alta fiabilidade e robustez;
- Boa segurança.

**Limitações:**

- Controladores com custo elevado;
- Portabilidade reduzida;
- Método de obtenção degradante das terras raras;
- Disponibilidade de energia limitada (em aplicações móveis);
- Segurança limitada.

A discussão em torno da escolha do tipo de motor mais adequado para veículos elétricos é muita das vezes contraditória: tem havido um debate entre a utilização de motores DC sem escovas (*brushless*) e motores AC de indução, uma vez que estes dois são os que apresentam rendimentos superiores, e por isso têm vindo a ter uma maior abordagem.

Um motor DC *brushless* necessita de um controlo semelhante ao motor AC de indução, com a pequena diferença que o primeiro exige saber a posição absoluta e o segundo apenas uma medição da velocidade. Embora o funcionamento destes seja semelhante, têm as suas características particulares, resultante do uso de ímãs permanentes no primeiro, e da substituição destes por enrolamentos no segundo [6], [7].

Num motor DC sem escovas de ímãs permanentes, como este não apresenta enrolamento de campo, não ocorrem perdas pela resistência do fio e por consequência não é gerado tanto calor. Já no motor de indução este problema ocorre, sendo por vezes necessário utilizar um sistema de refrigeração no motor. Tudo isto para maximizar o rendimento.

Outra característica que deve ser verificada é a presença de controlo de binário nos motores, pois no caso do motor DC sem escovas de ímanes permanentes, não é possível controlar o binário produzido pelos ímanes, o que leva a que exista sempre um campo gerado. No caso do motor de indução, é possível controlar a corrente aplicada nos enrolamentos de campo e assim controlar o binário produzido, com a desvantagem de ser necessário um curto período de tempo para produzir o campo pretendido. No entanto, com o controlo deste campo é possível maximizar o rendimento.

Considerando todas estas características, verifica-se que o controlo destes dois motores é bastante complexo, tornando caro o desenvolvimento de controladores para esse fim. Por outro lado, sabe-se que a utilização de ímanes permanentes torna um motor dispendioso, mas minimiza as perdas por correntes de *Eddy* e de histerese e apresenta sempre um campo magnético. No entanto como tem um binário constante, o aumento da velocidade leva à redução de binário.

Sabe-se ainda que motores de escovas apresentam um rendimento mais reduzido, por causa das perdas por comutação, tendo ainda a desvantagem de terem que funcionar com tensões mais baixas, de forma a não ocorrerem arcos elétricos nas escovas.

Outro fator a ter em conta na escolha dos motores é a utilização de ímanes permanentes, que são compostos por elementos raros e que passam por processos de refinação um tanto ou quanto prejudiciais para a natureza, e que além disso são dispendiosos (para altas potências).

Quando se usam motores de escovas (*brushed*) é possível obterem-se binários muito mais elevados a baixas rotações, no entanto estes apresentam uma velocidade muito limitada devido às escovas, pois a partir de uma certa velocidade de rotação começam a gerar-se arcos elétricos, danificando a sua estrutura. Já nos motores DC sem escovas e motores AC, é possível atingirem-se velocidades superiores, à custa de um binário mais baixo. Este problema pode ser resolvido com a utilização de caixas de velocidade [7].

Atualmente, existem inúmeras empresas a entrar no segmento dos veículos elétricos, e muitas delas utilizam motores AC de indução, alguns com ímanes permanentes (DC *brushless*) e outros com enrolamentos de campo. A empresa *Tesla*, utiliza um motor AC de indução, eliminando assim as escovas, com um sistema de refrigeração e controlo adequado, minimizando as perdas, e aumentando, por conseguinte, o rendimento. Contudo é um veículo de gama alta, custando mais de 100 000 € [8].

Num segmento mais baixo encontra-se o *Nissan Leaf*, que utiliza um motor AC de ímanes permanentes, sendo este ligeiramente mais pequeno, e por isso, a potência necessária também é menor, o que permite utilizar este tipo de motores a um custo relativamente baixo. Estes factores reduzem o valor total do carro, podendo ser adquirido a partir dos 13 000 €, sem impostos nem aluguer de baterias [9], [10].

Outros construtores juntaram-se a esta tendência, como a *Mercedes*, a *BMW*, a *Ford*, entre outros, apresentando opções semelhantes às anteriores.

Existem também algumas empresas a efetuarem conversões de carros de combustão interna para elétricos a custos relativamente baixos, recorrendo muitas das vezes a motores DC de escovas, que são relativamente mais baratos e com binários superiores nas versões com autoexcitação, em série, como os motores da *NetGain* [11].

Neste trabalho apresenta-se a análise das máquinas elétricas DC, visto ter sido escolhido para este projecto um motor desse tipo. No Anexo A, é apresentada a análise de um motor AC.

## 2.4 Máquina de corrente contínua

As máquinas DC funcionam através da injeção de corrente contínua. Estas são compostas por uma parte móvel e outra fixa, que se descrevem de seguida.

A parte fixa, designada por estator, é onde se encontra o enrolamento induzido, ou conhecido como enrolamento de campo, que auxilia na criação de um fluxo indutor [12], [13]. A parte móvel, conhecida como rotor, transforma a energia elétrica em energia mecânica.

A interação entre o indutor e o induzido gera a rotação no motor quando é aplicada uma tensão contínua. O processo inverso de aplicar uma rotação no rotor, faz com que se gere uma tensão contínua nos terminais, funcionando assim o motor como gerador. Esta tensão contínua obtém-se graças à retificação mecânica. A Figura 2.5 representa o plano diametral de uma máquina DC.

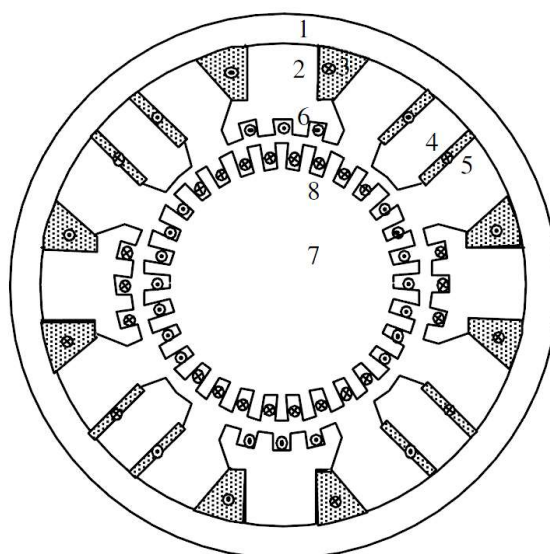


Figura 2.5 – Corte segundo o plano diametral de uma máquina de corrente contínua [12].

Como se pode verificar na Figura 2.5, a máquina elétrica é composta por uma carcaça (1) que sustem a máquina e os polos indutores (2), e que permite a circulação do fluxo indutor. Os polos indutores, concomitantemente com os enrolamentos de excitação (3), criam o fluxo magnético indutor. Visto ser uma máquina DC, a tensão gerada/aplicada deve ser contínua e para tal recorre-se aos polos de comutação (4), melhorando o problema da reversão da corrente a altas velocidades, bem como a utilização de enrolamentos de comutação (5).

Ainda nos pólos indutores encontram-se os enrolamentos de compensação, com a finalidade de reduzir o fluxo magnético criado nos enrolamentos do rotor. Estes existem para contrariar o efeito de distorção da reação da armadura.

O espaço entre a armadura e o rotor é designado entreferro.

O rotor, a parte móvel do motor ou gerador, é composto por chapas laminadas no sentido de rotação como estrutura (7) e pelos enrolamentos do induzido (8), colocados nas ranhuras do núcleo do rotor.

Como elementos complementares, mas essenciais, existem os rolamentos (para a redução da fricção), as escovas (juntamente com os porta-escovas para fazerem contacto elétrico com os enrolamentos do rotor), os ventiladores, entre outros.

Uma representação do modelo equivalente elétrico do motor DC está esquematizada na Figura 2.6.

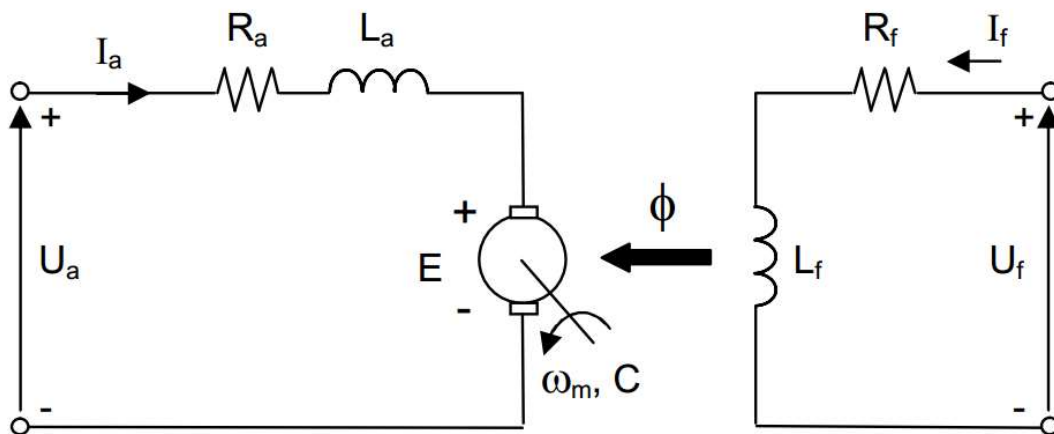


Figura 2.6 – Modelo elétrico do motor DC de excitação separada [13].

Da Figura 2.6 retiram-se as seguintes equações, com recurso à lei de *Kirchhoff*:

$$U_A = R_A I_A + E_A; \quad (2.1)$$

onde  $U_A$  é a tensão aplicada na armadura (V),  $R_A$  e  $I_A$  são respectivamente a resistência ( $\Omega$ ) e a corrente na armadura (A), e  $E_A$  a força eletromotriz induzida f.e.m. (V) em regime permanente [12], [14], [15].

Pela Lei de *Faraday*, a f.e.m. induzida é proporcional ao fluxo produzido e à velocidade de rotação:

$$E_A = k_1 \phi n; \quad (2.2)$$

$$k_v = k_1 \phi; \quad (2.3)$$

para  $k_1$ , constante singular, dependendo dos parâmetros do motor (número de pólos, resistência dos enrolamentos, número de condutores, como estão interconectados),  $\phi$  como fluxo no entreferro (Wb) e  $k_v$  a constante f.e.m. e  $n$  a velocidade do motor (rpm).

Conciliando as equações (2.2) e (2.3), a velocidade do motor, é expressa por:

$$n = \frac{E_A}{k_v} = \frac{U_A - R_A I_A}{k_v}. \quad (2.4)$$

Se se considerar a queda de tensão na armadura muito pequena,  $R_A I_A \cong 0$ , a equação (2.4) simplifica-se a:

$$n \approx \frac{U_A}{k_v}; \quad (2.5)$$

que indica que a velocidade é inversamente proporcional à constante da f.e.m..

Visto que existe a capacidade de alterar o fluxo através da corrente de campo, é possível atingirem-se velocidades nominais superiores aos de fluxo constante reduzindo este, pois o fluxo é proporcional à corrente de campo, ou seja:

$$\phi = k_2 I_f; \quad (2.6)$$

sendo  $k_2$  constante dos enrolamentos de campo e  $I_f$  a corrente que por eles passa (A). Isto acontece se  $U_A$  for igual à tensão nominal. Se for inferior pode não acontecer o aumento da velocidade, dependendo de o binário ser suficiente ou não.

Quanto ao binário,  $T$ , da máquina é representado pela seguinte equação:

$$T = k_t I_A; \quad (2.7)$$

onde  $k_t$  é a constante de binário elétrico do motor (Nm/A) para uma  $I_f$  constante.

$U_f$  é a tensão constante aplicada no enrolamento de campo (V).

As características supracitadas não são comuns a todas as máquinas elétricas DC, nem representam o modelo mais preciso, pois não é referenciado o efeito da indutância da bobines  $L_A$ , efeito que será estudado na secção 3.3. As curvas características destes motores divergem, sendo cada uma dependente da configuração utilizada, em função da utilização de bobines, ímanes permanentes ou de uma configuração híbrida [15].

## 2.5 Revisão da teoria das baterias

As baterias são dispositivos capazes de armazenar energia elétrica proveniente de uma fonte externa, sob a forma de energia química, que posteriormente transformam novamente em energia elétrica.

Existem baterias capazes de reverter a reação química, possibilitando o recarregamento. Este carregamento é descrito pelo estado de carga (SOC – *State of Charge*). A Figura 2.7 representa o circuito equivalente de uma bateria, com  $R_{int}$  a representar a resistência interna ( $\Omega$ ) e  $E$  a energia nela contida (J), sendo a resistência variável em função da temperatura [16], [17].

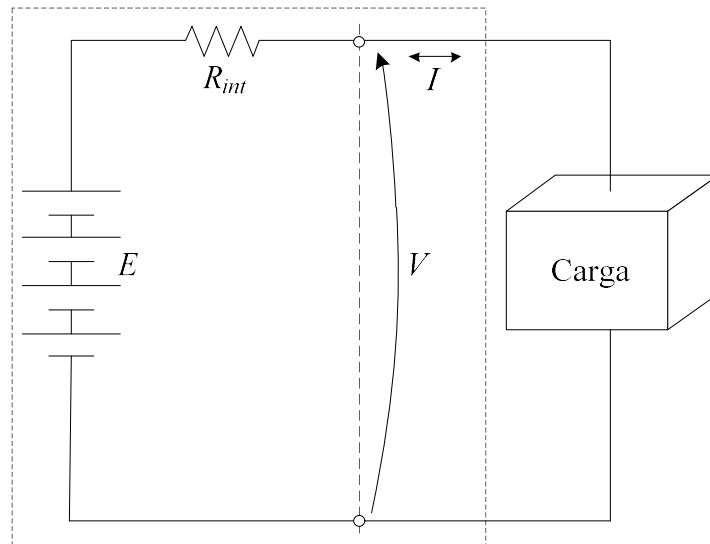


Figura 2.7 – Circuito equivalente de uma bateria.

Atualmente existem inúmeros tipos de baterias, cada um com características específicas, daí a importância de se efetuar uma boa escolha e um bom dimensionamento para a aplicação desejada.

As baterias apresentam diversas características que devem ser especificadas, nomeadamente, a tensão das células, a taxa de carga e descarga, a densidade de energia, a temperatura de operação e a quantidade de ciclos de trabalho.

Os bancos de baterias ou células são sempre representados pela tensão nominal e pela sua capacidade em Ah (amperes.hora). Outro parâmetro de relevância é a taxa de descarga, representado em  $C$  ( $C$  rate), representando a capacidade que a bateria tem de entregar corrente, podendo ainda com este parâmetro obter-se o tempo de trabalho;

$$h = \frac{1}{C}; \quad (2.8)$$

obtendo-se o tempo de funcionamento em horas,  $h$ , em função da taxa de descarga [18].

No entanto este tempo de descarga não é linear, como foi proposto por *W. Peukert* e posteriormente analisado em [18], sendo que a descarga das baterias está relacionada com alguns parâmetros da bateria e com a carga aplicada, segundo a seguinte expressão:

$$t_B = H \left( \frac{C}{I_k H} \right)^k; \quad (2.9)$$

onde  $t_B$  representa o tempo de descarga da bateria em horas,  $I_k$  a corrente de descarga em amperes,  $H$  a descarga nominal em horas e  $k$  a constante de *Peukert*.

Mesmo recorrendo à técnica apresentada por *W. Peukert*, não é possível obter-se uma leitura exata da capacidade restante na bateria, pois o seu comportamento é dependente da carga e da temperatura. Mesmo aplicando uma carga e temperatura constante, pode não ser suficiente para prever a capacidade restante da bateria. Na Figura 2.8 estão representados dois testes efetuados a uma bateria com duas taxas de descarga diferentes.

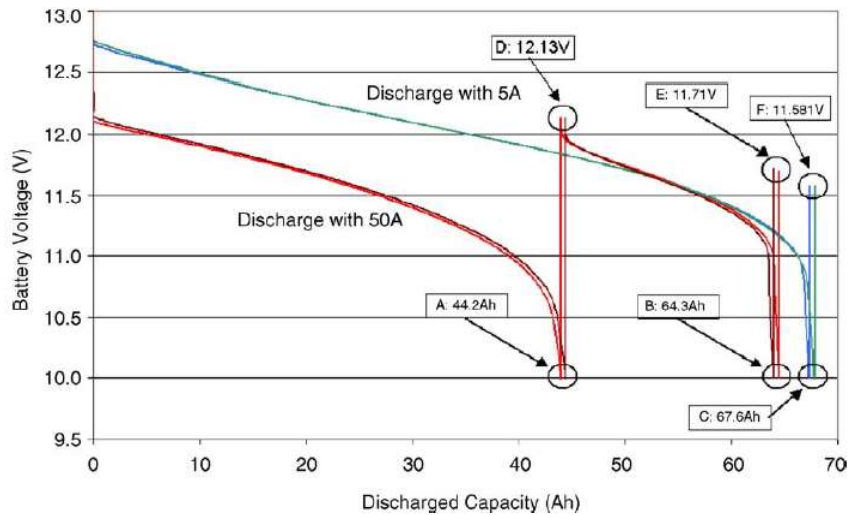


Figura 2.8 – Teste de descarga de uma bateria de ácido-chumbo selada de 65Ah [18].

A bateria apresenta uma curva característica de descarga, dependente da taxa de descarga utilizada, apresentando um comportamento não linear.

É possível verificar três comportamentos distintos na Figura 2.8, sendo o primeiro a descarga a corrente constante com a redução gradual da tensão da bateria. Segundo, chegando a uma certa tensão, a bateria apresenta uma queda mais abrupta, reduzindo a tensão ao limite inferior de não dano da bateria. Finalmente, após se desligar a carga, a recuperação da tensão devido à reorganização dos elétrons na bateria, permite voltar a aplicar uma carga, preferencialmente mais baixa para utilizar o resto da sua capacidade. Este processo pode ser repetido inúmeras vezes, desde que a tensão não atinja o limite mínimo e que as cargas sejam sempre inferiores, caso contrário a queda de tensão da bateria será levada ao ponto de, danificar a mesma. Quando a bateria atinge a sua tensão mínima, a capacidade utilizada até então não corresponde à capacidade máxima da bateria, daí ser necessário aguardar a recuperação da mesma para novamente ser utilizada e se absorver a restante carga na utilização seguinte.

Na Figura 2.9, foram feitos testes a diversas taxas de descarga para verificar o comportamento da bateria a cada uma dessas taxas.

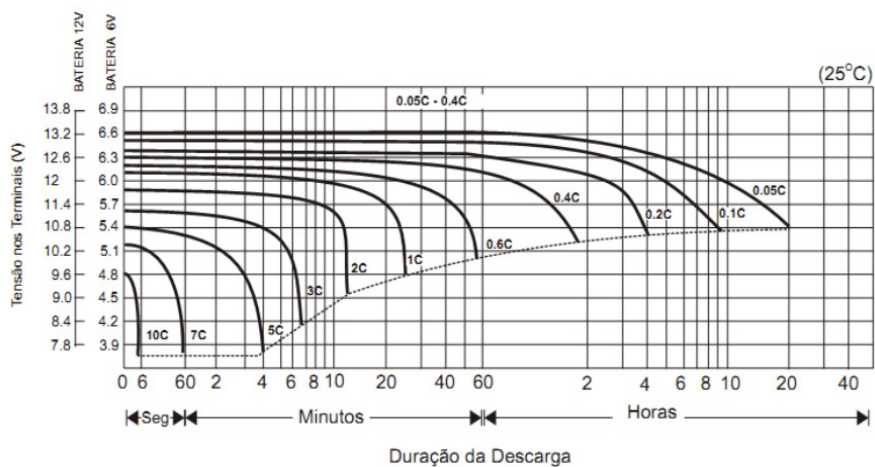


Figura 2.9 – Curvas características de uma bateria VRLA (*valve-regulated lead-acid*) de 7,2Ah, para diferentes taxas de descarga [19].

Estes testes (Figura 2.9) foram feitos a uma temperatura constante de 25°C, com taxas de descarga diferentes mas constantes, para tentar prever o tempo máximo de descarga da bateria a cada taxa. Pode-se verificar que quanto maior a carga, menor o tempo e observa-se, principalmente em cargas entremédias, a zona de cotovelo (exemplo curva a 2C), sabendo-se que a partir dessa zona a bateria poderá ficar danificada pois a queda de tensão é muito acentuada, o que corresponde à incapacidade da bateria fornecer energia à carga.

Através destas retas da bateria e recorrendo a uma interpolação linear, é possível prever o tempo de bateria restante, mesmo para uma corrente variável [19]. A Tabela 2.1 apresenta algumas características de certos tipos de baterias.

Tabela 2.1 – Parâmetros principais de diversos tipos de baterias [20].

	<b>Energia específica (Wh/kg)</b>	<b>Densidade específica (Wh/l)</b>	<b>Potência específica (W/kg)</b>	<b>Ciclos de vida (ciclos)</b>	<b>Custo (\$/kWh)</b>
<b>VRLA</b>	30-45	60-90	200-300	400-600	150
<b>Ni-Cd</b>	40-60	80-110	150-350	600-1200	300
<b>Ni-MH</b>	60-70	130-170	150-300	600-1200	200-350
<b>Li-ion</b>	90-130	140-200	250-450	800-1200	>200
<b>Li-Polymer</b>	155	220	315	600	-

Como se pode verificar na Tabela 2.1, existem diferentes tecnologias de baterias, com características distintas. Estas características devem ser estudadas com o intuito de se optar pela tecnologia mais adequada para uma determinada aplicação [21], sendo que todos estes parâmetros são essenciais para o correto dimensionamento do banco de baterias num veículo elétrico.

A utilização das células em série permite obter uma tensão total superior, à custa de se manter a capacidade igual. No entanto se forem colocadas em paralelo, a capacidade máxima eleva-se, mas a tensão mantém-se inalterada. De notar que deve existir simetria entre os elementos em paralelo, ou a tensão e a corrente deixam de ser equivalentes, criando-se desequilíbrios nas baterias.

Atualmente, e uma vez que os requisitos exigidos para as aplicações são cada vez mais exigentes, e uma vez que se recorre cada vez mais a bancos de baterias contendo inúmeras células em série e paralelo, têm-se vindo a implementar sistemas de gestão de baterias (BMS – *Battery Management System*), que têm como objetivo controlar a potência em cada célula ou um grupo de células, minorando desequilíbrios nas mesmas e maximizando os ciclos de vida de cada módulo.

Outro objetivo dos BMS é alertar, ou até desligar o módulo quando algum limite superior ou inferior é ultrapassado, seja de temperatura, da corrente ou da tensão, impedindo que estas se danifiquem ou até que expludam, dando maior segurança para o utilizador.

O dimensionamento do banco de baterias para um veículo elétrico deve considerar dois parâmetros essenciais: a autonomia desejada e a corrente máxima que será pedida às baterias. A partir daqui, e considerando que se utiliza a última tecnologia de baterias em polímeros de lítio, é possível dimensionar com alguma aproximação, que tamanho deve ter o banco de baterias. No entanto devido às diversas influências do terreno, pode

não ser obtida a autonomia desejada e por essa razão deve ser feito um sobredimensionamento. Deve ser também considerado o espaço físico disponível para as baterias.

Atualmente os bancos de baterias mais utilizados foram desenvolvidos pela *Tesla Motors* e recentemente disponibilizados para o mercado dos veículos elétricos, onde verifica-se a utilização de milhares de células de 3100 mAh, iguais às utilizadas nas baterias dos computadores portáteis, bem como BMS para equilibrar e controlar a corrente [22].

## 2.6 Conversores

Os conversores são dispositivos capazes de modular a tensão. Existem diversos tipos de conversores, incluídos em dois grandes grupos: conversores lineares e conversores comutados, como estão representados na Figura 2.10.

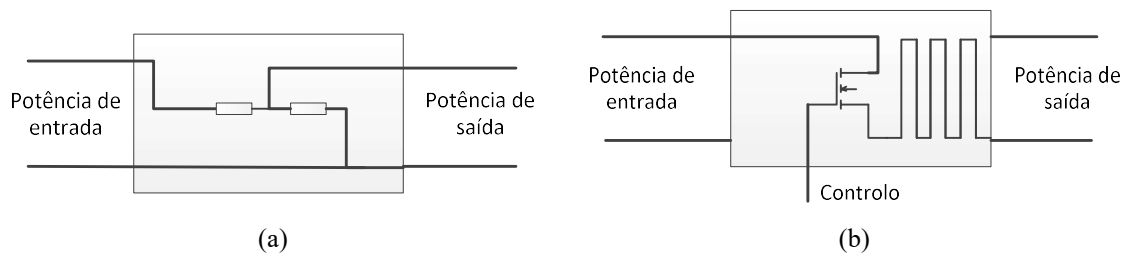


Figura 2.10 – Conversores: (a) lineares; (b) comutados.

Os conversores lineares são conversores em que a saída é dependente das condições de entrada, sendo um dos exemplos mais conhecidos o divisor de tensão, representado na Figura 2.10 (a).

Nos conversores comutados é possível regular, em função do que se pretende, a tensão, a corrente e eventualmente a frequência de saída, no caso de utilizar corrente alternada, Figura 2.10 (b). Dentro do grupo dos conversores comutados existem diversos tipos, que se encontram representados na Figura 2.11.

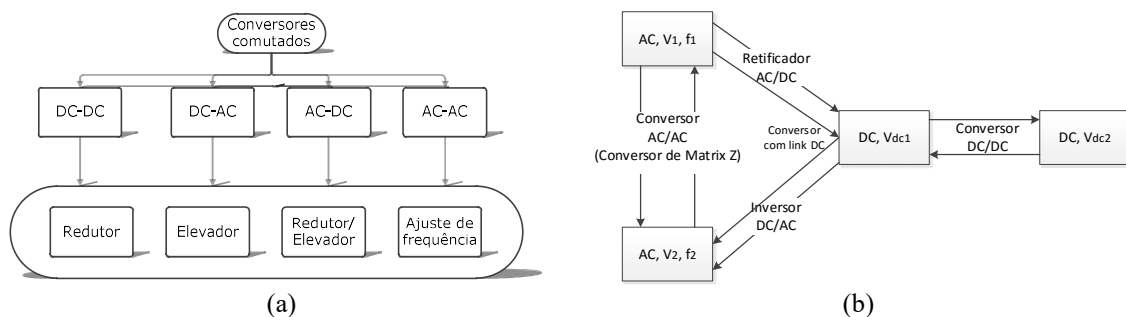


Figura 2.11 – (a) Tipos de conversores comutados; (b) designação com fluxo entre conversores [23].

Na Figura 2.11 (b) estão representados os tipos de conversão existentes, onde  $V_1$ ,  $V_2$  são tensões alternadas ( $V_{AC}$ ),  $f_1$  e  $f_2$  a frequências (Hz) e  $V_{dc1}$  e  $V_{dc2}$  são tensões contínuas ( $V_{DC}$ ).

A transformação de corrente contínua para alternada é designada por inversão de onda, para o caso inverso fala-se em retificação de onda.

Este trabalho incidirá com mais relevância nos conversores comutados de corrente contínua, visto serem os utilizados para acionamento da máquina DC.

### 2.6.1 Conversor DC-DC redutor

Um conversor DC-DC redutor tem a capacidade de baixar a tensão de entrada para uma tensão de saída inferior. Este conversor apresenta diversas designações, entre elas, *choppers*, *buck* ou *step-down*, visto “cortar” a tensão para o nível desejado. A Figura 2.12 representa um conversor redutor com um comutador de dois estados (não utilizado fisicamente) para representar os dois estados, ligado e desligado, do redutor.

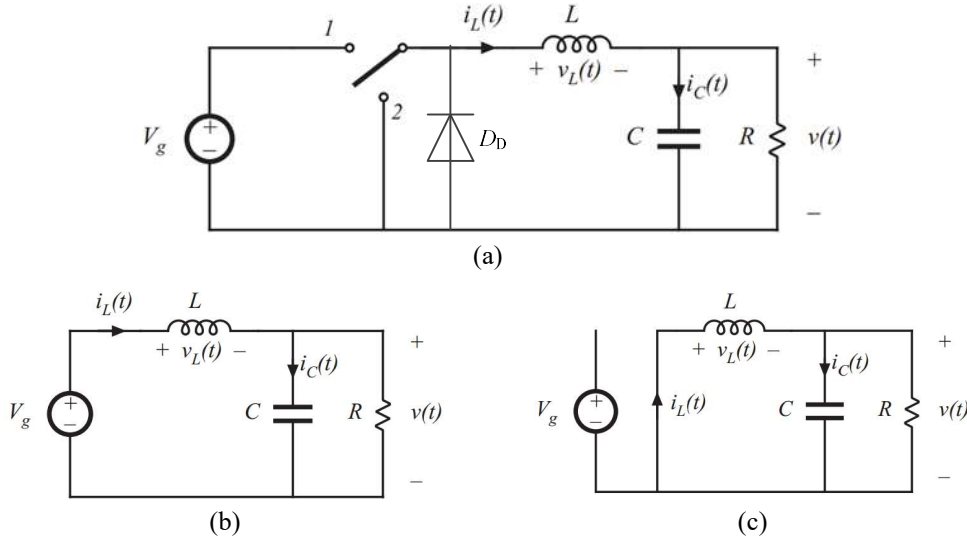


Figura 2.12 – Conversor redutor: (a) esquema geral; (b) estado ligado; (c) estado desligado [24].

Para analisar o conversor DC-DC redutor, é necessário efetuar o estudo do comportamento dos dispositivos nele existentes, como a bobine e o condensador e considerar um comutador ideal. Desse estado retiram-se as seguintes expressões, primeiro no caso de o comutador se apresentar ligado:

$$v_L = V_g - v(t); \quad (2.10)$$

com  $v_L$  a tensão aos terminais da bobine (V),  $V_g$  a tensão de alimentação (V) e  $v(t)$  a tensão à saída (V). Considerando um tremor (*ripple*) mínimo desprezável tem-se:

$$v_L \approx V_g - V; \quad (2.11)$$

sendo  $V$  a tensão média à saída do sistema (V) [24].

Conhecendo a equação característica da bobine e sabendo que a corrente na bobine é aproximadamente constante, verificam-se as seguintes igualdades:

$$v_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt}; \quad (2.12)$$

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{v_L(t)}{L} \approx \frac{V_g - V}{L}; \quad (2.13)$$

sendo o segundo resultado a constante de descarga da bobine.

Já no caso de o comutador se encontrar desligado, verifica-se a seguinte igualdade:

$$v_L = -v(t). \quad (2.14)$$

Com a mesma analogia efetuada para a equação (2.11), tem-se:

$$v_L(t) \approx -V; \quad (2.15)$$

e aplicando a equação (2.15) à (2.12), obtém-se:

$$\frac{di_L(t)}{dt} \approx -\frac{V}{L}; \quad (2.16)$$

Agora, analisando a Figura 2.13, com a evolução temporal das tensões  $v_L(t)$  e  $i_L(t)$  ao longo de um período é possível entender melhor o comportamento da corrente.

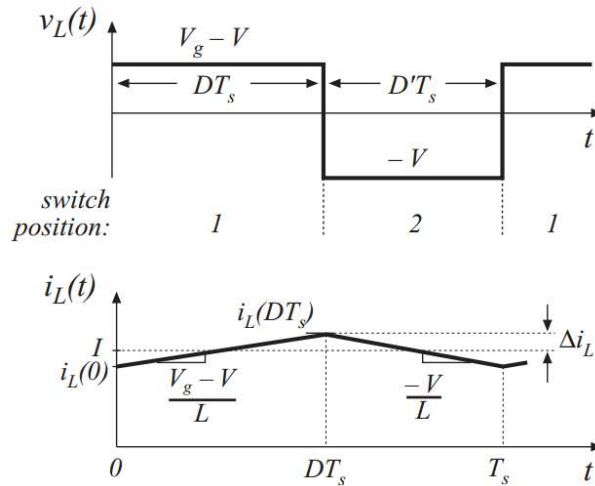


Figura 2.13 – Análise comportamental da corrente [24].

Como se pode verificar, na Figura 2.13, ao longo de um período, o comutador está ativo durante  $DT_s$  segundos, e durante  $D'T_s$  está desativado, sendo  $D$  o fator de ciclo positivo e  $T_s$  o período do sinal.

Para se obter a variação da corrente,  $\Delta i_L$  (A), têm-se que multiplicar o declive da reta pelo período que esta apresenta, obtendo-se a seguinte equação:

$$(2\Delta i_L) = \left(\frac{V_g - V}{L}\right) (DT_s); \quad (2.17)$$

$$\Delta i_L = \frac{V_g - V}{2L} DT_s; \quad (2.18)$$

podendo a partir desta e dimensionar-se a bobine a utilizar para uma dada variação de corrente e frequência de comutação. Deve-se ter em atenção que foi considerado  $\Delta i_L$  como metade da variação máxima de corrente (2.17).

A tensão média à saída conversor é dada pelo valor médio da tensão na bobine, e considerando que a bobine tem que ter uma queda de tensão média nula, obtém-se o comportamento representado na Figura 2.14 [25].

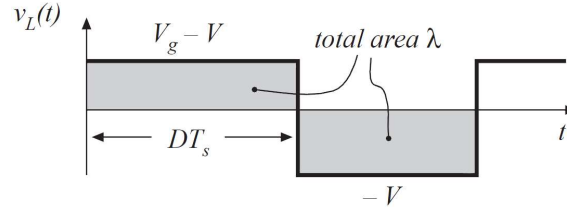


Figura 2.14 – Tensão aos terminais da bobine ao longo de um período [24].

O valor médio é dado pela soma das áreas representadas na Figura 2.14, sendo estas representadas por  $\lambda$ . Então o valor médio é:

$$\lambda = \int_0^{T_s} v_L(t) dt = (V_g - V)(DT_s) + (-V)(D'T_s) \quad (2.19)$$

$$\langle v_L \rangle = \frac{\lambda}{T_s} = D(V_g - V) + D'(-V); \quad (2.20)$$

Se se considerar que o valor médio  $\langle v_L \rangle = 0$ , bem como  $D+D'=1$ , então chega-se à conclusão que:

$$V = DV_g; \quad (2.21)$$

$$M(D) = D; \quad (2.22)$$

onde  $M(D)$  é a razão de conversão de tensão. Por um processo semelhante, é possível calcular a variação da tensão máxima ou o valor do condensador para as condições desejadas, através da variação da carga,  $\Delta Q$ , no condensador, sendo esta:

$$\Delta Q = \frac{1}{2} \frac{T_s \Delta i_L}{2} = \frac{T_s \Delta i_L}{8}. \quad (2.23)$$

Mas como a carga,  $Q=C_r.V$ , com  $C_r$  a ser o valor da capacidade do condensador ( $C$ ), se se considerar que a variação da tensão é muito menor que a tensão ( $\Delta V \ll V$ ), então:

$$C = \frac{\Delta Q}{\Delta V}. \quad (2.24)$$

Substituindo  $\Delta i_L$  na equação (2.23), que por sua vez é substituída na equação (2.24), obtém-se:

$$\Delta V = \frac{T_s^2 (V_g - V)}{16CL} D. \quad (2.25)$$

Como o valor do tremor (*ripple*) máximo ocorre quando  $D=0,5$ , então a equação (2.25) fica:

$$\Delta V = \frac{(V_g - V)}{32CLf_c^2}; \quad (2.26)$$

podendo agora ser dimensionado o condensador e a bobine em cada sistema, para se obterem os resultados desejados.

### 2.6.2 Conversor DC-DC elevador

O conversor DC-DC elevador é um conversor de elevação de tensão, com uma configuração que permite elevar a tensão devido ao uso de um diodo ( $D_D$ ) logo após o comutador (ponto 2), do modelo matemático simplificado, representado na Figura 2.15, que evita que a corrente circule em sentido contrário ao desejado. O condensador terá que ser capaz de fornecer a tensão à saída, e a bobine para fornecer corrente.

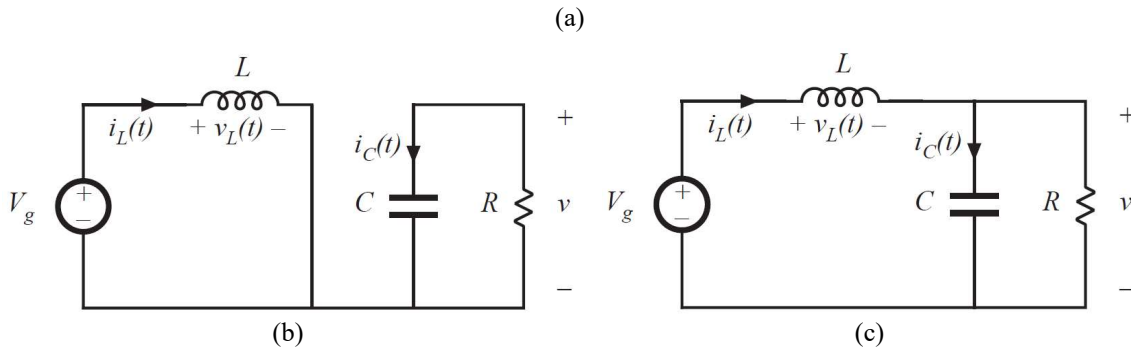


Figura 2.15 – Conversor DC/DC elevador. (a) Circuito equivalente; (b) estado ligado; (c) estado desligado [24].

Analisando o circuito da Figura 2.15 (a) verifica-se que os componentes utilizados neste conversor são iguais aos redutores, mas as suas disposições alteraram-se para se obterem resultados à saída diferentes [24].

Começando pela decomposição deste sistema em dois, correspondentes a se ter o comutador ligado ou desligado, efetua-se o estudo da primeira situação, em que o comutador se apresenta ligado no ponto 1, possibilitando a obtenção das seguintes equações:

$$v_L = V_g; \quad (2.27)$$

$$i_C = -\frac{v}{R}; \quad (2.28)$$

onde  $i_C$  é a corrente (A) no condensador  $C$ , e  $R$  a resistência de carga ( $\Omega$ ). Considerando um *ripple* muito pequeno, é possível obter equações semelhantes a (2.27) e (2.28), com a diferença que na segunda,  $v$ , é representado por  $V$ , pois a tensão de saída é aproximadamente constante.

Já para o caso em que o comutador se encontra no estado desligado (ou seja, ligado no ponto 2), as equações características do sistema passam a ser representadas por:

$$v_L = V_g - v; \quad (2.29)$$

$$i_C = i_L - \frac{v}{R}; \quad (2.30)$$

estando a corrente na bobine representada por  $i_L$ . De seguida, recorrendo novamente à aproximação de tremor muito pequeno, as equações alteram as variáveis, mas com o mesmo resultado, substituindo  $i_L$  por  $I$ , a corrente que percorre todo o sistema e  $v$ , por  $V$ , tensão DC à saída.

Assim sendo, a tensão  $v_L(t)$  e a corrente  $i_C(t)$ , no tempo, estão representadas na Figura 2.16, sem refletir a carga e descarga do condensador.

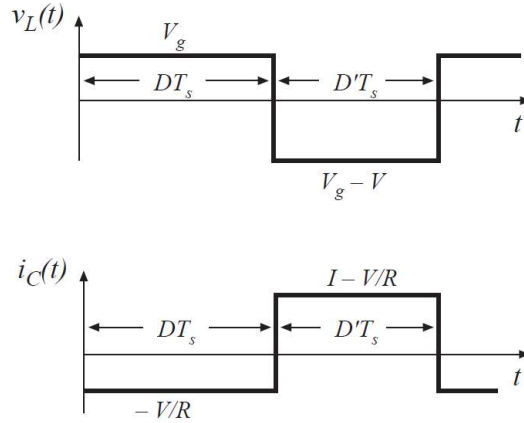


Figura 2.16 – Análise comportamental da tensão e corrente, de cima para baixo, respetivamente [24].

Calculando a tensão aplicada à bobine num intervalo de um período, verifica-se o seguinte:

$$\lambda = \int_0^{T_s} v_L(t) dt = (V_g)(DT_s) + (V_g - V)(D'T_s). \quad (2.31)$$

Igualando a zero e resolvendo a equação (2.31) em ordem a  $V$  obtém-se:

$$V = \frac{V_g}{D'}. \quad (2.32)$$

Manipulando a equação (2.32), obtém-se:

$$M(D) = \frac{V}{V_g} = \frac{1}{1 - D}. \quad (2.33)$$

Efetuada uma análise análoga à efetuada para a tensão na bobine, através do cálculo do integral, e igualando a zero, resolvendo de seguida em ordem à corrente  $I$ , e para eliminar a dependência de  $V$ , substituindo na expressão, para obter:

$$I = \frac{V_g}{D'^2 R}; \quad (2.34)$$

obtendo-se assim a corrente do sistema com uma dependência apenas na tensão de entrada e na resistência de carga.

Finalmente, para manter a tensão e a corrente, com um tremor aceitável, efetua-se uma análise conforme mostra a Figura 2.17.

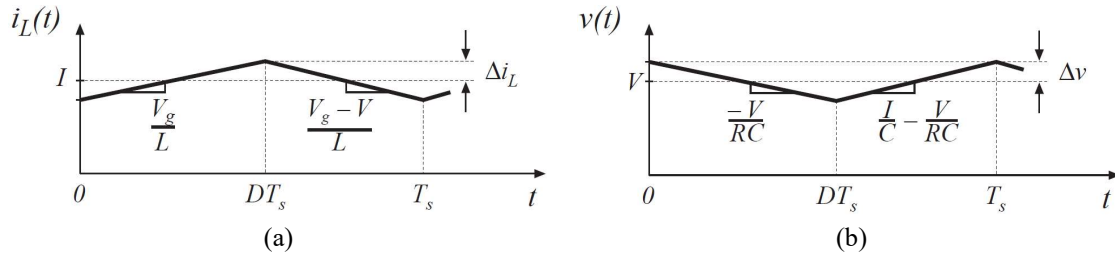


Figura 2.17 – Comportamento da: (a) corrente; (b) tensão [24].

Através da Figura 2.17 (a) pode-se analisar o comportamento da corrente nos dois intervalos de interesse, calculando-se o declive da reta, dado pelo comportamento da corrente na bobine. Considerando que a queda de tensão aos terminais da bobine é zero, resulta:

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{v_L(t)}{L} = \frac{V_g}{L}; \quad (2.35)$$

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{v_L(t)}{L} = \frac{V_g - V}{L}; \quad (2.36)$$

obtendo-se assim o declive das retas. Considerando apenas o primeiro intervalo  $DT_s$ , a variação da corrente é dada por:

$$\Delta i_L = \frac{V_g}{2L} DT_s; \quad (2.37)$$

podendo-se agora dimensionar a bobine para um determinado tremor máximo desejado.

O processo efetuado para a variação da tensão é análogo, obtendo-se os declives representados na Figura 2.17 (b), resultando na equação para o tremor máximo da tensão:

$$\Delta v = \frac{V}{2RC} DT_s; \quad (2.38)$$

ficando assim estabelecidos todos os parâmetros necessários para o dimensionamento do conversor DC-DC elevador.

### 2.6.3 Conversor DC-DC redutor/elevador

O conversor DC-DC redutor/elevador tem a capacidade de reduzir ou elevar a tensão de saída, conforme for necessário. Estes conversores são mais completos e mais complexos, pelo facto de serem capazes de trabalhar nos dois modos. Um dos mais conhecidos conversores deste tipo é o chamado conversor de *Cuk*, representado na Figura 2.18 [24].

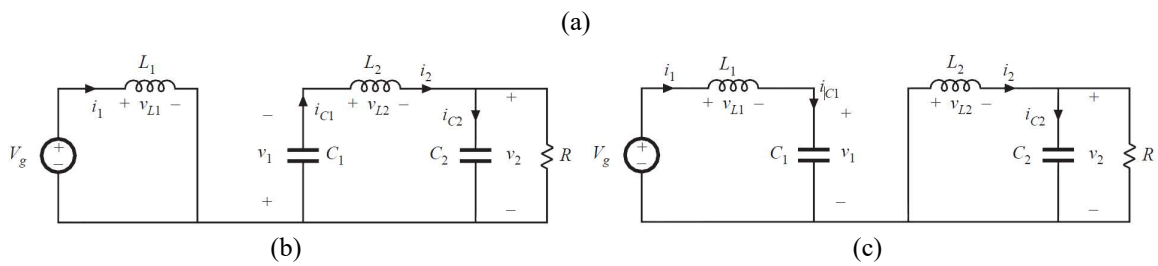


Figura 2.18 – Circuito equivalente do conversor *Cuk*: (a) com comutador ideal; (b) com comutador na posição 1; (c) com comutador na posição 2 [24].

Fazendo uma análise semelhante à que foi feita para os conversores DC-DC elevador e redutor, obtêm-se as equações características deste sistema em ambas as situações, das Figura 2.18 (b) e (c). Considerando um tremor muito inferior à tensão de saída, a equação de conversão do conversor *Cuk* é:

$$M(D) = -\frac{D}{1-D}. \quad (2.39)$$

Seguido a análise do tremor nas correntes e na tensão, obtêm-se as seguintes equações:

$$\Delta i_1 = \frac{V_g D T_s}{2L_1}; \quad (2.40)$$

$$\Delta i_2 = \frac{V_1 + V_2}{2L_2} D T_s; \quad (2.41)$$

$$\Delta v_1 = \frac{-I_2 D T_s}{2C_1}; \quad (2.42)$$

$$\Delta v_2 = \frac{(V_g - V)}{32C_2 L_2 f_c^2}; \quad (2.43)$$

com  $\Delta i_1$  a variação da corrente na bobine  $L_1$ ,  $\Delta i_2$  a variação da corrente na bobine  $L_2$ ,  $\Delta v_1$  a variação da tensão no condensador  $C_1$ , e  $\Delta v_2$  variação no condensador  $C_2$ .

Pode-se verificar que a variação da tensão à saída do conversor é igual à do circuito redutor, com a alteração que ao invés de se ter uma fonte de tensão tem-se o condensador  $C_1$ , daí a importância de dimensionar corretamente  $C_1$  neste conversor [24].

### 2.6.4 Conversor DC-DC em ponte H

Os conversores DC-DC em ponte H são conversores que apresentam um comportamento semelhante aos mencionados nas secções anteriores, com a vantagem de poder funcionar em quatro quadrantes, sendo esse comportamento explicado na secção 2.6.5. A Figura 2.19 representa algumas das configurações utilizadas na ponte H.

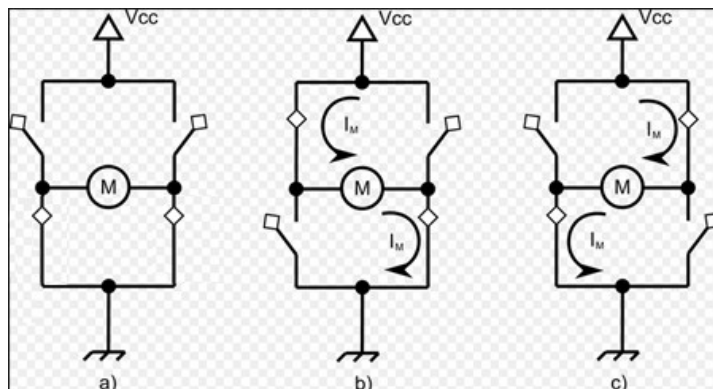


Figura 2.19 – Conversor em ponte H com três estados: a) aberto; b) sentido direto; c) sentido inverso.

O conversor em ponte H é composto por 4 elementos comutadores (Figura 2.19), apresentando uma perda por comutação duas vezes superior, quando comparado com um sistema redutor como está representado na Figura 2.12. A tensão aplicada  $V_{cc}$  pode neste caso percorrer o motor em dois sentidos, como o que está representado nas Figura 2.19 (b) e Figura 2.19 (c), possibilitando que o motor neste caso tenha os dois sentidos de rotação. No caso de ser necessário deixar o motor em curto-circuito tal é possível, aplicando o estado representado na Figura 2.19 (a).

O custo de implementação deste controlador é superior, visto este necessitar de mais semicondutores para o seu controlo.

Na configuração em ponte os braços do mesmo lado não podem estar ligados em simultâneo, o que corresponde a efetuar um curto-circuito à fonte  $V_{cc}$ .

Contudo, como a utilização deste sistema permite colocar a máquina elétrica DC a rodar nos dois sentidos, dispensando a utilização de sistemas mecânicos para fazê-lo, reduzindo o peso do sistema necessário para se efetuar esta operação.

Outra vantagem é a possibilidade de se efetuar uma travagem regenerativa, podendo-se utilizar o momento de inércia da viatura ou declinações para se absorver a energia gerada pela força eletromotriz induzida, e passar de modo motor para gerador, injetando a corrente produzida nas baterias.

Este conversor é muito utilizado em veículos com motores DC [26], porque permite que o motor gire nos dois sentidos, eliminando a necessidade de dispositivos mecânicos para o fazer, reduzindo assim o peso. Permite também utilizar a mesma ponte, com a correta configuração e controlo, para efetuar carregamentos através de um sistema AC monofásico, desconectando os terminais do motor e conectando o carregador, minimizando o custo para o controlo de todos estes sistemas [27], [28].

Este conversor permite trabalhar nos quatro quadrantes, ou modos de funcionamento, que são abordados na secção seguinte.

### 2.6.5 Sistemas de comutação

A crescente necessidade de controlo de dispositivos elétricos levou a um desenvolvimento crescente de dispositivos semicondutores, sejam ativos ou passivos. A escolha dos dispositivos corretos é tão importante como a escolha do conversor a utilizar, pois só assim é possível controlar a corrente e a tensão de forma dinâmica.

Os comutadores podem ser representados de duas formas, a primeira mais realista que a segunda, SPST (*single-pole single-throw*) ou SPDT (*single-pole double-throw*). No entanto, entre estes podem apresentar diferentes capacidades no controlo da tensão e da corrente. Para este comportamento foi definida a designação de quadrantes de funcionamento, tendo como referenciais, tensão e corrente. A Figura 2.20 representa os diferentes quadrantes de funcionamento possíveis [24].

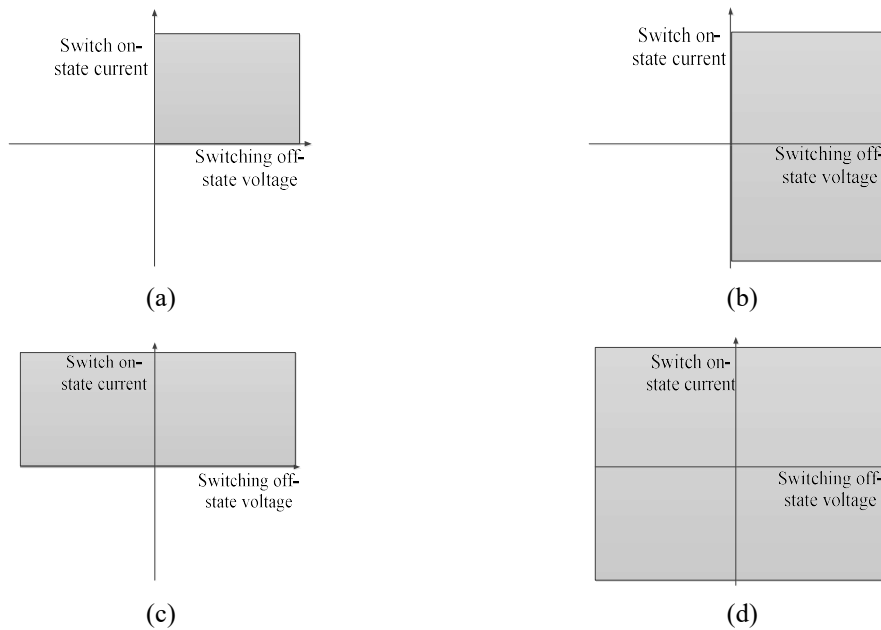


Figura 2.20 – Quadrantes de funcionamento: (a) comutação de apenas 1 quadrante; (b) comutação de 2 quadrantes, bidirecional em corrente; (c) comutação de 2 quadrantes, bidirecional em tensão; (d) comutação de 4 quadrantes [24].

O funcionamento nestes modos depende dos dispositivos utilizados: díodos, *BJT* (*Bipolar Junction Transistor*), *IGBT* (*Insulated Gate Bipolar Transistor*), *MOSFET* (*Metal-Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*), entre outros. É possível, com configurações híbridas, obter funcionamento em diversos quadrantes, em conformidade com as necessidades do conversor. A Figura 2.21 apresenta algumas formas de se implementar um conversor de quatro quadrantes.

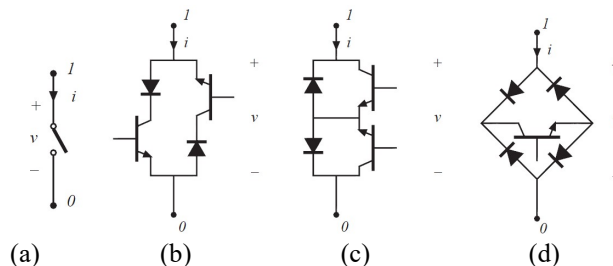


Figura 2.21 – Três maneiras de realizar um SPDT (representado por (a)) para 4 quadrantes. (b) (c) e (d) são configurações onde a corrente pode fluir em ambas as direções com posicionamento dos semicondutores diferentes [24].

Com recurso a estas configurações e dispositivos, deve ser feita a escolha para a utilização nos sistemas a serem implementados.

Através da análise destes quadrantes é possível saber o tipo de funcionamento da máquina elétrica, conforme está representado na Figura 2.22.

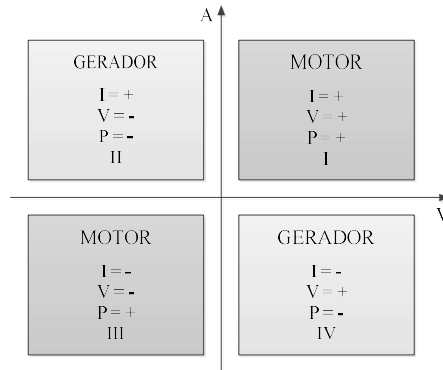


Figura 2.22 – Modos de funcionamento da máquina elétrica.

É possível verificar na Figura 2.22 que é possível colocar a máquina elétrica a funcionar como motor ou como gerador. O motor pode funcionar, em sentido horário e contra horário, sendo a potência positiva, o que corresponde a utilizar energia da fonte. Isto ocorre nos quadrantes I e III. Nos quadrantes II e IV verifica-se um comportamento de gerador, em que a corrente é simétrica em sinal à tensão, entregando-se assim potência à fonte. A Figura 2.23 apresenta esquemas de montagem para conversores DC-DC de diversos quadrantes de funcionamento.

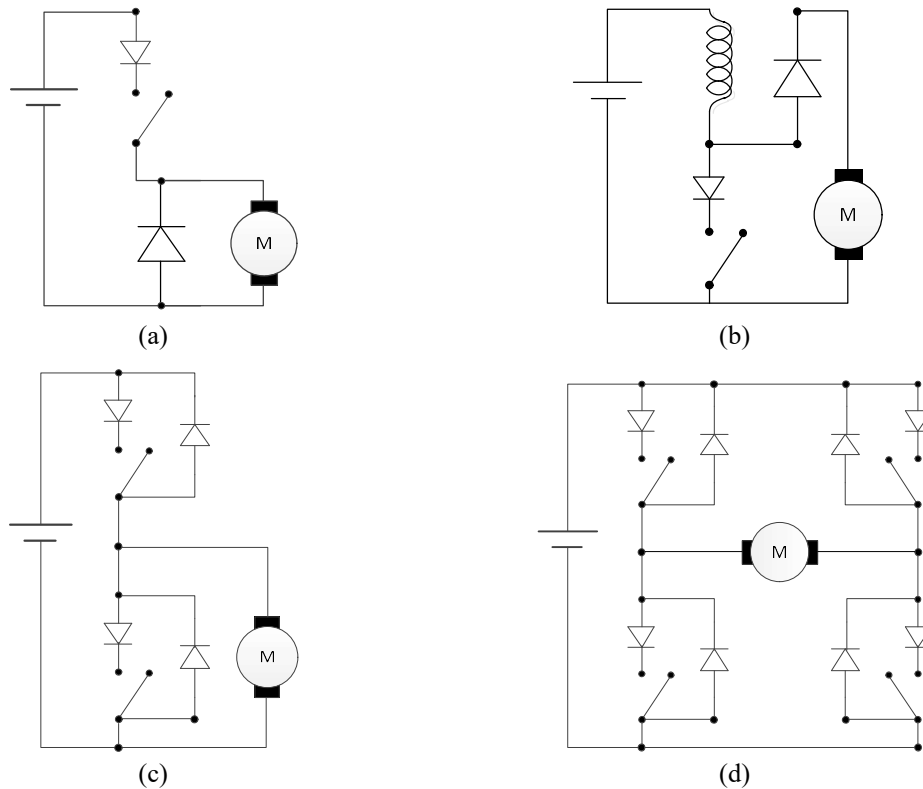


Figura 2.23 – Esquemas de montagens de conversores DC-DC. (a) Redutor de um quadrante; (b) elevador de um quadrante; (c) redutor de dois quadrantes; (d) redutor de quatro quadrantes.

Recorrendo a esquemas deste tipo (Figura 2.23) é possível dimensionar o circuito de controlo, em conformidade com a necessidade de prever diversos sentidos, seja da tensão, seja da corrente, ampliando as hipóteses de comando da máquina [12].

### 2.6.6 Travagem regenerativa

O comando de velocidade ou binário de uma máquina elétrica pode ser obtido com a utilização de um conversor em ponte para ligar a fonte à máquina elétrica.

A travagem regenerativa é um comportamento genérico dos sistemas que funcionam em quatro quadrantes ou mesmo em dois quadrantes.

Como existe uma diferença entre a tensão aplicada e a f.e.m., é possível entrar-se em diversos modos de funcionamento, em função da tensão aplicada e da velocidade a que a máquina se encontra [14].

Considerando a situação em que a máquina se encontra em movimento, em modo motor, e porque a tensão aplicada deve ser maior que a f.e.m., a corrente flui para o motor (com sinal positivo na direção do motor).

Se por alguma razão a tensão aplicada passar a ser inferior à f.e.m., o binário inverte de sentido e a energia é injetada na fonte.

Este comportamento faz com que o sistema funcione sempre entre quadrantes em função da diferença entre a tensão aplicada e a f.e.m.. Este comportamento faz com que ocorra uma travagem ao motor.

O recurso a esta técnica é feito de diversas formas, podendo ser aplicado sempre que haja diferença de binário, ou em certos sistemas, existe um sensor no pedal de travão que informa o controlador que pode recorrer a este tipo de travagem visto que o utilizador está a aplicar o travão.

### 2.6.7 Conversores disponíveis comercialmente

No mercado é possível encontrar inúmeros controladores, cada um adequado para um determinado tipo de motor. Voltando a abordar as soluções da *Tesla*, geralmente consideradas as melhores da atualidade, o controlador dessa empresa é desconhecido, sabe-se apenas que controla motores AC de indução, com travagem regenerativa e que se encontra, no novo modelo S, acoplado junto à caixa e motor, reduzindo ou até eliminando as perdas nos cabos, reduzindo a distância, e maximizando a eficiência na transferência de potência.

Outros controladores conhecidos são os Curtis, sendo que existem versões para o controlo de motores AC e outros para DC com escovas. Existe diversas gamas e cada um com características específicas, como a potência máxima, tensão, tecnologia a ser utilizada, geralmente CAN (*Controlled Area Network*). Existem ainda os da *Evnetics*, *NetGain*, *Rinohart*, *Scott Driver*, cada um com controladores diferentes para diferentes potências e tecnologias [26]. Muitos destes, para o caso do controlo de motores DC, utilizam tecnologia dos IGBT e têm uma configuração em ponte H.

## 2.7 Projeto de controladores

Nesta secção faz-se o estudo de sistemas de comando e controlo em malha aberta e malha fechada. Especificam-se ainda os controladores clássicos e estudam-se técnicas de dimensionamento dos parâmetros dos controladores.

O controlo é o processo de causar uma variação controlada no sistema, de modo a se atingir um valor, considerada uma referência. Este controlo pode ser manual ou automático. A necessidade de controlo de grandezas levou ao desenvolvimento de métodos de controlo, bem como ao desenvolvimento de metodologias para o estudo de sistemas.

Para o projeto de um conversor DC-DC deve ser feita uma consideração no que toca ao tipo de modulador a ser usado: a que sistema será implementado e que o controlador deve ser aplicado para que o sistema seja estável a perturbações externas.

### 2.7.1 Controlador clássico de três termos – PID

Após a estruturação do modelo do sistema, é possível dimensionar um controlador para esse mesmo. Existem diversos métodos de controlo para que seja possível ajustar diversos parâmetros do modelo ou apenas um, com diferentes ajustes para se poder modelizar a um comportamento desejado.

Atualmente com a capacidade computacional disponível é possível encontrar ferramentas de ajuste automático para encontrar o comportamento desejado para o sistema. Este processo designa-se por *auto-tunning* (auto-ajuste).

Os compensadores Proporcional Integral Derivativo (PID), são controladores que podem ser dimensionados para compensar um sistema, tipicamente para modelos de 2ª ordem, cuja função de compensação é dada por:

$$u(t) = K_P e(t) + K_I \int_0^t e(t) d\tau + K_D \frac{de(t)}{dt} \quad (2.44)$$

$$C(s) = K_P + \frac{K_I}{s} + sK_D \quad (2.45)$$

sendo  $K_P$  o ganho proporcional,  $K_I$  o ganho integral e  $K_D$  o ganho derivativo [29].

As equações (2.44) e (2.45) representam, respetivamente, a equação do compensador PID nos tempos e a função transferência no domínio das frequências, após a aplicação da transformada de Laplace, respetivamente.

A componente proporcional do compensador permite aumentar a velocidade de resposta instantânea do sistema, mas pode criar uma sobre-elevação (*overshoot*) demasiado elevada.

A componente integral juntamente com a componente proporcional forma um compensador PI. Esta compensação integral tem como principal objetivo reduzir ou até eliminar os erros estáticos constantes, à custa da redução da resposta transitória.

A componente derivativa quando se junta a um compensador PI cria um compensador do tipo PID que, em muitos dos casos, pode melhorar o amortecimento do

sistema, bem como a estabilidade. Esta característica não é verdade para todos os sistemas, dependendo do modelo (planta). A Figura 2.24 representa duas formas de implementar um compensador P.I.D a um sistema  $P(s)$ .

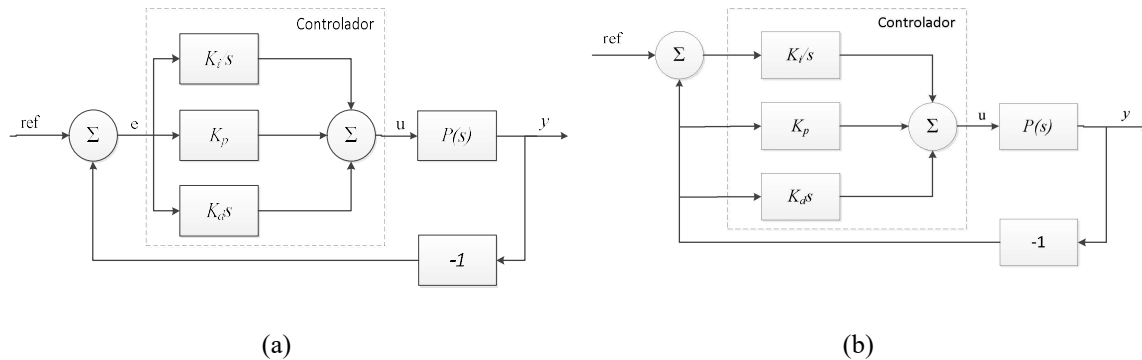


Figura 2.24 – Diagrama de blocos de um sistema de malha fechada. (a) PID usando o erro no *feedback*; (b) PID com dois graus de liberdade [29].

Com estes três parâmetros de controlo é possível criar inúmeros comportamentos para o mesmo modelo, visto que cada parâmetro pode ser ajustado, de modo independente, mas o efeito do compensador é dependente da soma dos três termos. Para tal utilizam-se técnicas de ajuste, se forem conhecidas as plantas dos sistemas.

## 2.7.2 Técnicas de ajuste do controlador PID

Existem diversos métodos de ajuste do controlador PID, entre eles, o ajuste de forma manual, cancelamento de pólos-zeros, o método de *Ziegler-Nichols* e método de *Cohen-Coon*. Muitos destes métodos de ajuste dos parâmetros já foram estudados e encontram-se definidos os efeitos em função do modelo e dos parâmetros do compensador, apenas sendo necessário verificar o comportamento da planta em malha aberta. Outros métodos utilizam cálculo analítico para prever os coeficientes do PID. Existem ainda os controladores adaptativos, como é o exemplo do controlador *Fuzzy*, muito utilizado em inteligência artificial, que recorre a uma metodologia semelhante ao pensamento humano para prever o comportamento do sistema e auto ajustar-se para melhorar o desempenho [30], [31], [32].

### 2.7.2.1 Método de *Ziegler-Nichols*

O método desenvolvido por *John G. Ziegler* e *Nathaniel B. Nichols* para o ajuste dos parâmetros de controladores do tipo PID através da resposta do sistema a um degrau ou no caso do ganho proporcional para obter a estabilidade marginal [33].

A primeira parte do método implica a análise do sistema em malha aberta, com a resposta em degrau do modelo. Este método não deve ser aplicado quando o sistema apresenta integradores ou pólos complexos conjugados dominantes. A Figura 2.25 representa as duas abordagens apresentadas por *Ziegler-Nichols*.

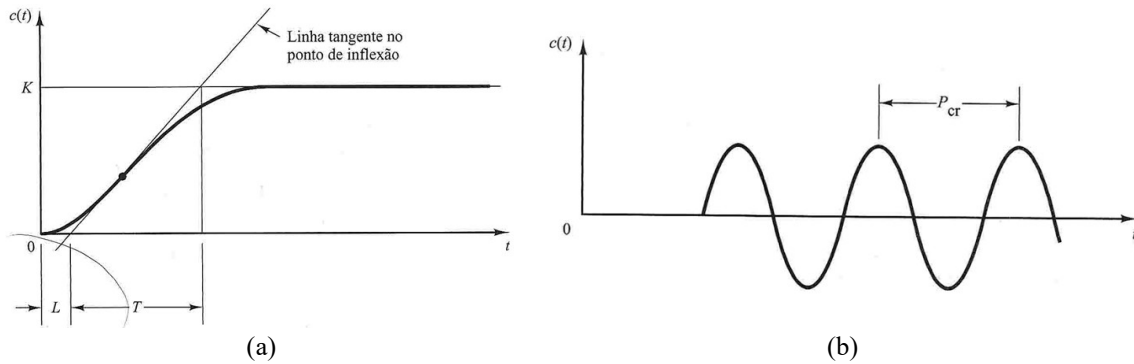


Figura 2.25 – Abordagens de Ziegler-Nichols. (a) Através da tangente do ponto de inflexão; (b) através do período crítico [33].

Na Figura 2.25 (a) é possível ver um exemplo da resposta de um sistema, quando é aplicado um impulso no momento zero, iniciando-se a subida até ao valor  $K$  da amplitude de saída, bem como a aplicação da tangente no ponto de inflexão, obtendo-se assim  $L$ , o tempo de atraso na resposta e uma constante de tempo  $T$ , tempo de resposta do sistema.

Os parâmetros  $K_P$ ,  $K_I$  e  $K_D$  para esse sistema podem ser obtidos a partir da Tabela 2.2.

Tabela 2.2 – Proposta de Ziegler-Nichols para o primeiro método.

Tipo de controlador	$K_p$	$T_i$	$T_d$
P	$\frac{T}{L}$	$\infty$	0
PI	$0,9 \frac{T}{L}$	$\frac{L}{0,3}$	0
PID	$1,2 \frac{T}{L}$	$2L$	$0,5L$

Na Tabela 2.2,  $T_i$  é igual a  $K_p/K_i$ , e  $T_d$  é igual a  $K_pK_d$ . Através da análise com a transformada de Laplace, obtém-se um pólo na origem e um zero duplo na posição  $(-1/L)$ , com os valores da Tabela 2.2.

No segundo método de Ziegler-Nichols, a abordagem ao sistema é em malha fechada com recurso a um compensador proporcional, definindo  $T_i = \infty$  e  $T_d = 0$ , e aumentando  $K_P$  até ao valor crítico  $K_{cr}$ , até se observar uma oscilação sustida, cujo período é apelidado de período crítico  $P_{cr}$ , como se verifica na Figura 2.25 (b). A Tabela 2.3 apresenta os valores propostos para cada tipo de controlador para este método.

Tabela 2.3 – Proposta de Ziegler-Nichols para o segundo método.

Tipo de controlador	$K_p$	$T_i$	$T_d$
P	$0,5K_{cr}$	$\infty$	0
PI	$0,45K_{cr}$	$\frac{1}{1,2}P_{cr}$	0
PID	$0,6K_{cr}$	$0,5P_{cr}$	$0,125P_{cr}$

O valor de  $K_p$  que permite ao sistema tornar-se marginalmente estável é possível de ser obtido através do critério de estabilidade de Routh [33].

### 2.7.2.2 Método de *Cohen-Coon*

Este método é utilizado em sistemas que apresentam um atraso significativo na resposta, obtido através de um degrau unitário em malha aberta da planta, similar ao método de *Ziegler-Nichols*, mas com uma análise de parâmetros diferentes. A Figura 2.26 apresenta a curva de reação a um impulso.

Figura 2.26 – Método de *Cohen-Coon* para teste em degrau.

Após a análise comportamental da planta ao degrau calculam-se os seguintes parâmetros:

$$t_1 = \frac{t_2 - (\ln(2))t_3}{1 - \ln(2)}; \quad (2.46)$$

$$\tau = t_3 - t_1; \quad (2.47)$$

$$\tau_{del} = t_1 - t_0; \quad (2.48)$$

$$K_o = \frac{B}{A}; \quad (2.49)$$

$$r = \frac{\tau_{del}}{\tau}; \quad (2.50)$$

onde  $\tau$  é tempo de resposta do sistema,  $\tau_{del}$  o tempo morto,  $K_o$  a razão entre a entrada e a saída, e  $r$  a razão entre o tempo morto e tempo de resposta.

Com estes resultados foi proposta, e é apresentado na Tabela 2.4, a forma de calcular os parâmetros dos controladores P, PI e PID para o sistema ter um rácio de decaimento de um quarto.

Tabela 2.4 – Proposta de *Cohen-Coon*.

Tipo de controlador	$K_p$	$T_i$	$T_d$
P	$\frac{1}{rK_o} \left(1 + \frac{r}{3}\right)$	$\infty$	0
PI	$\frac{1}{rK_o} \left(0,9 + \frac{r}{12}\right)$	$\tau_{del} = \frac{30 + 3r}{9 + 20r}$	0
PID	$\frac{1}{rK_o} \left(\frac{4}{3} + \frac{r}{4}\right)$	$\tau_{del} = \frac{32 + 6r}{13 + 8r}$	$\tau_{del} = \frac{4}{11 + 2r}$

Estes valores foram dimensionados de forma a se obter um quarto do amortecimento, ou seja, no caso de sobre-elevação, a segunda oscilação apresenta um quarto da amplitude da anterior. Este método tem a desvantagem de apenas poder ser aplicado em sistemas de primeira ordem, e as aproximações utilizadas podem não ser adequadas a todos os sistemas [30], [34], [35].

### 2.7.2.3 Método de cancelamento de pólos-zeros

O método de cancelamento de pólos-zeros é um método analítico que recorre aos pólos da planta para determinar os coeficientes do controlador. A anulação da influência dos pólos permite controlar a sua reação e eliminar o erro, bem como gerir a estabilidade do sistema. Isto é feito implementando zeros no sistema, e pode ser muito útil se for necessário remover pólos instáveis do sistema. A equação do PID pode ser reescrita da seguinte forma:

$$G(s) = K_d \frac{s^2 + \frac{K_p}{K_d}s + \frac{K_i}{K_d}}{s}; \quad (2.51)$$

podendo-se assim determinar facilmente a função transferência em malha fechada.

Considere-se o sistema de 2ª ordem representado na Figura 2.27.

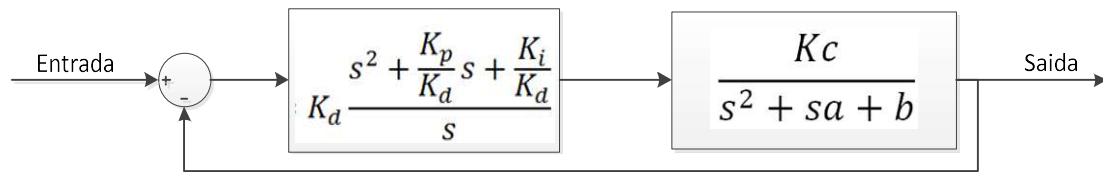


Figura 2.27 – Sistema malha fechada com controlador PID.

onde  $K_c$  é uma constante do sistema,  $a$  e  $b$  são constantes da equação do denominador de segunda ordem na forma canónica, como se observa na Figura 2.27, podendo assim igualar as constantes aos termos do controlador, sendo  $\frac{K_p}{K_d} = a$  e  $\frac{K_i}{K_d} = b$ , obtendo-se assim um sistema do tipo  $G(s)H(s) = \frac{K_d}{s} \times K_c$ , após simplificação.

Após esta igualdade (cancelamento do pólo-zero), resolve-se o restante sistema até que fique sob a forma representada na Figura 2.28.

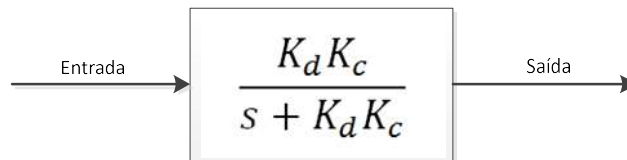


Figura 2.28 – Sistema de primeira ordem.

A função de transferência em malha fechada, representada na Figura 2.28, designada como  $F(s)$ , pode ser representada por:

$$F(s) = \frac{\omega_p}{s + \omega_p} \quad (2.52)$$

sabendo que  $\omega_p$  representa a frequência fundamental do sistema (rad/s), dada por:

$$\omega_p = 2\pi f_p \quad (2.53)$$

com  $f_p$  correspondendo à frequência do sistema (Hz), obtendo-se assim todos os valores necessários ao dimensionamento do controlador, após se fixar  $\omega_p$  [36].

Outro método recorre à representação do sistema de segunda ordem na forma canónica;

$$Y(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (2.54)$$

onde  $\xi$  é o coeficiente de amortecimento do sistema e  $\omega_n$  a frequência angular natural do sistema (rad/s), e a partir daqui efetuar o mesmo processo, de cancelamento do pólo-zero. A frequência angular natural é adquirida da seguinte forma:

$$\omega_n = \frac{4}{\xi t_s}; \quad (2.55)$$

com  $\xi < 0,7$  onde  $t_s$ , é o tempo de estabilização do sistema inicial em malha aberta (s).

### 2.7.3 Implementação de controladores digitais

Até aqui tem-se vindo a falar de controladores em que a sua transformada estava no domínio das frequências, mas com funções contínuas, característica essencial para a utilização da transformada de *Laplace*.

Contudo os sistemas digitais existentes não são capazes de fazer uma análise contínua, sendo necessário efetuar uma transição para um método discreto.

A utilização da transformada Z discreta permite alterar uma função contínua para discreta, podendo assim ser utilizada em sistemas digitais [37].

Neste trabalho, para a definição do controlador recorreu-se à transformada Z bilinear, recorrendo à seguinte regra:

$$s \rightarrow \frac{2}{T} \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} \quad (2.56)$$

A partir desta transformação, e sendo  $T$  o período de amostragem, é possível então definir a transformada Z do controlador PI:

$$Pi(z) = \frac{\left(K_p + \frac{K_I T_s}{2}\right) + \left(\frac{K_I T_s}{2} - K_p\right) z^{-1}}{1 - z^{-1}}; \quad (2.57)$$

e para o controlador PID, obtém-se o seguinte:

$$Pid(z) = \frac{K_p(1 - z^{-1})(1 + z^{-1})}{(1 - z^{-2})} + \frac{\frac{K_I T_s}{2}(1 + 2z^{-1} + z^{-2})}{(1 - z^{-2})} + \frac{\frac{2K_d}{T_s}(1 - 2z^{-1} + z^{-2})}{(1 - z^{-2})}; \quad (2.58)$$

obtendo-se assim as funções que podem ser utilizadas para efetuar a transformada Z inversa e para adquirir as equações definidas no domínio do tempo para o PI (2.59), e para o PID (2.60).

$$Y(t) = Y(t - T_s) + \left( K_P + \frac{K_I T_s}{2} \right) e(t) + \left( \frac{K_I T_s}{2} - K_P \right) e(t - T_s); \quad (2.59)$$

$$Y(t) = Y(t - 2T_s) + \left( K_P + \frac{K_I T_s}{2} + \frac{2K_D}{T_s} \right) e(t) + \left( K_I T_s + \frac{4K_D}{T_s} \right) e(t - T_s) + \left( -K_P + \frac{K_I T_s}{2} + \frac{2K_D}{T_s} \right) e(t - 2T_s); \quad (2.60)$$

onde  $e$  representa o erro da entrada no compensador e  $Y$  a grandeza de controlo.

Utilizando as equações (2.59) e (2.60) definidas para PI e PID, respetivamente, é possível implementar os compensadores em sistemas digitais discretos.

#### 2.7.4 Moduladores em modo de deslizamento e PWM

Os controladores podem ser implementados com compensadores de deslizamento, também conhecidos como compensadores de histerese, que não recorrem a um modulador, ou então por PWM (*Pulse Width Modulation*). A Figura 2.29 apresenta dois tipos de compensador e modulador.

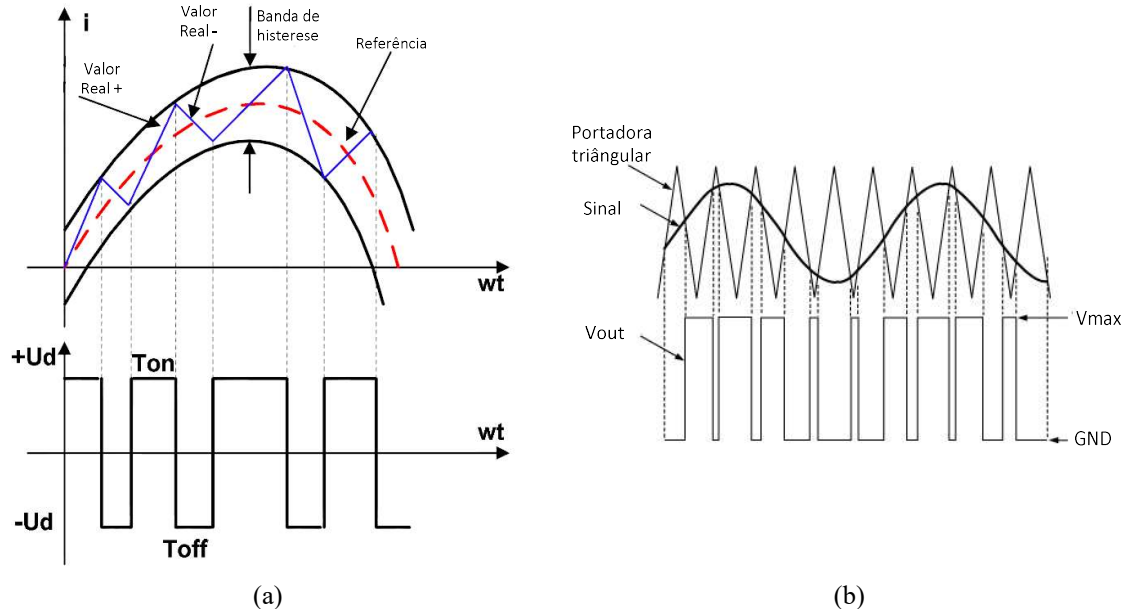


Figura 2.29 – Moduladores: (a) Histerese, (adaptado de [38]); (b) PWM, (adaptado de [39]).

O compensador de histerese recorre a uma banda dentro do qual a corrente pode variar. Esta banda é definida pelo limite superior e limite inferior à referência, com o objetivo de minimizar o erro, como na Figura 2.29 (a). Este compensador apresenta uma frequência de comutação variável, são fáceis de implementar e robustos [40], não recorrendo a um modulador.

Na Figura 2.29 (b) uma onda PWM é gerada com recurso a uma portadora triangular queque através de um comparador, compara o sinal com a portadora e ativa ou desativa o comutador, gerando um sinal de modulação com uma frequência constante igual à portadora. Nesta situação é gerada uma onda PWM de dois níveis, pois apenas apresenta os níveis  $V_{max}$  e 0, mas é possível implementar um PWM de três níveis, em que apresenta três posições,  $-V_{max}$ , 0 e  $V_{max}$ . [23]. A Figura 2.30 representa uma portadora triangular com dois comparadores.

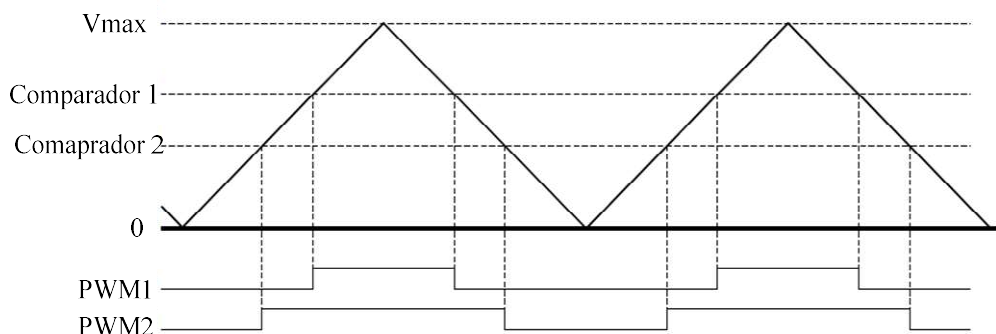


Figura 2.30 – Gerador de duas ondas PWM com recurso a uma portadora triangular [41].

O PWM de três níveis recorre à mesma onda triangular, mas utiliza dois comparadores em posições diferentes. Caso a onda triangular seja positiva e negativa, um dos comparadores situa-se na parte positiva e outro na parte negativa. Caso a onda seja sempre positiva, recorre-se a uma meia escala e faz-se variar um comparador de  $V_{max}/2$  até  $V_{max}$  e outro de  $V_{max}/2$  até zero. A vantagem de utilizar PWM de três níveis para o de dois níveis é a redução de harmónicas no sinal de saída, bem como a redução das perdas nos semicondutores de potência, por reduzir as derivadas da corrente e da tensão [40]. Este sistema é utilizado nas pontes H.

## 2.8 Comportamento da REE

A implementação dos VE em massa na REE gera uma preocupação adicional em relação à REE, pois a integração de elementos de grande carga na rede pode gerar uma variação na frequência da rede, bem como levar os equipamentos de controlo de carga ao seu limite.

Para tal, têm sido criados modelos de simulação de modo a se verificar o impacto dos VE na rede residencial e nos parques de carregamento, dando ênfase à penetração que estes terão, analisando que carga será aplicada, tipos de cargas (rápida ou lenta), altura do dia, impacto na REE (estrutura), custos associados a estas redes e à energia absorvida ou fornecida, bem como a análise das emissões de gases de efeito de estufa  $CO_2$ , (dióxido de carbono), podendo ainda abordar a velocidade de integração do VE no mercado.

A integração dos VE tem vindo a ser progressiva, mas de forma pouco eficaz pois, como já foi visto, os veículos com motores de combustão interna, apresentam uma autonomia muito superior e o valor comercial dos VE ainda é muito elevado, essencialmente devido ao preço das baterias, o que leva a que a integração dos VE seja lenta. No entanto, tem havido um esforço, por parte das marcas de automóveis em

melhorar o rendimento dos motores de combustão interna, mantendo um elevado nível de competição com os VE. Devido a estes fatores, apenas 0,01 % dos veículos nos Estados Unidos são VE [42], [43]. Em Portugal, segundo as últimas estatísticas do grupo *GreenSavers*, existiam em novembro de 2014 apenas 630 utilizadores de veículos elétricos, o que corresponde a 0,006 % da população portuguesa [44].

Por isso, até ao momento o impacto dos VE na REE não é significativo, no entanto, autores como Pia Grahn, [45] e Maximilian Parness, [46], apresentam modelos de integração dos VE na rede elétrica em grande escala, analisando o impacto económico e social nas regiões em estudo, efetuando estudos a curto e longo prazo.

O que se prevê é um aumento dos requisitos da rede elétrica, no que toca à capacidade máxima dos equipamentos, bem como a introdução de SG de forma a controlar mais eficientemente os parâmetros da rede

Segundo Maximilian Parness, [46], a integração dos VE pode nem sempre significar uma redução das emissões de CO<sub>2</sub>. Atualmente existe um investimento forte nas energias renováveis, mas estas são energias com pequeno impacto na rede e não estão sempre disponíveis, o que leva a outra solução, que é a utilização dessa energia para o carregamento dos VE, reduzindo assim as emissões de gases e baixando preço da energia. No entanto, como a disponibilidade destas é limitada, a procura de combustíveis fósseis pode se manter, sendo a redução efetiva destes recursos mínima.

Uma forte problemática é a altura do dia em que a energia é utilizada, sendo que existem picos de carga a certas alturas do dia e excedente em outras. A integração de bancos de baterias pode ser um problema e ao mesmo tempo uma solução. Com recursos a técnicas avançadas de controlo de fluxo de potência, é possível utilizar a energia armazenada nos VE para fornecer energia nos picos e carregá-los em alturas de excedente, obtendo-se assim uma utilização inteligente da energia disponível. No entanto não é possível verificar sempre este padrão de comportamento na rede.

Atualmente, a maioria dos utilizadores não dispõe de tarifas bi-horárias, não tendo por esse motivo grandes vantagens em utilizar recursos em horas de baixa. As políticas existentes e os preços praticados pelas empresas ainda não são tão apelativos quanto seria desejável e as empresas têm considerado a implementação das redes inteligentes de energia, visto ser dispendiosa a reestruturação da REE.

A avaliação geral de toda esta problemática representa uma melhoria na gestão de energia em cerca de 25 % em certos casos, baixando o valor médio do pico na rede, e tornando-a mais homogénea ao longo de todo o dia [42].

Já foram sugeridas algumas soluções para a resolução destes problemas. A *Tesla* apresentou uma solução para minimizar o problema dos picos de corrente, conhecida como a *Powerwall*. A *Powerwall* é uma bateria que pode ser instalada em série até 90 kWh, ligada a painéis solares e/ou à rede para armazenar energia durante o dia, minimizando os picos de demanda. A Figura 2.31 representa a demanda de energia (a azul) e a produção solar ao longo de um dia.

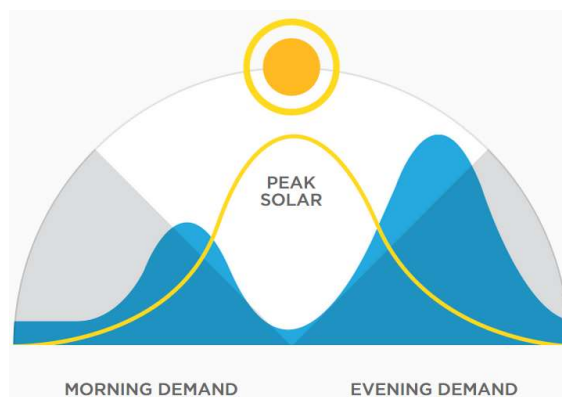


Figura 2.31 – Diagrama de demanda de energia ao longo de um dia [47].

Este sistema permite utilizar a energia do banco de baterias através de um inversor, em monofásico ou trifásico, permitindo assim o carregamento do veículo elétrico com pouca influência na rede [47]. Este sistema permite também o autoconsumo.

## 2.9 Conclusão

Neste capítulo foi apresentada a evolução histórica dos veículos elétricos, bem como algumas configurações existentes para um veículo elétrico.

Analisaram-se os tipos de máquinas elétricas existentes, as suas vantagens e desvantagens e foi dado um especial ênfase ao motor de corrente contínua, definindo as suas equações de dinâmica, para posterior verificação do seu comportamento.

Seguidamente foi abordado o comportamento das baterias, definindo quais as tecnologias existentes, as características de cada uma, como é feita a interpretação dos seus parâmetros e as considerações a ter em conta quanto ao dimensionamento de um banco de baterias.

Para controlar as máquinas elétricas é necessário ter por sistema de controlo, e assim sendo, analisaram-se diversos tipos de conversores comutados, o seu dimensionamento, como funcionam e como pode ser implementado um sistema de travagem regenerativa nos conversores.

Analisaram-se os conversores, no que toca a tipos de moduladores, técnicas de ajuste para compensadores e ainda foi feita uma pequena abordagem aos equipamentos existentes no mercado.

Foi feita uma análise da integração de VE na REE, da forma como esta integração pode afetar a rede e do impacto que pode ter. Foi ainda apresentado uma solução criada pela *Tesla Motors*, a *Powerwall*, para a resolução deste tipo de problema.

### 3 Modelização e controlo do veículo elétrico

Neste capítulo abordam-se a análise física dos componentes relacionados com um veículo elétrico e a análise das equações dinâmicas de um veículo elétrico.

Para uma melhor compreensão do comportamento do veículo elétrico existe a necessidade de se avaliarem as forças exercidas no mesmo. Para tal recorre-se a modelos matemáticos para compreender e prever essas forças e assim modelizar comportamento do veículo elétrico.

Esses modelos são criados com base nos princípios físicos da dinâmica dos corpos, tendo em conta a inércia e a força aplicada ao corpo. Por outro lado, o modelo da máquina elétrica é apresentado na secção 3.2.

Finalmente, ainda há necessidade de modelizar o circuito do conversor, revendo o comportamento deste em função do controlo aplicado.

Neste trabalho o modelo do sistema permitirá testar métodos de controlo para regular as grandezas de interesse e ainda fazer simulações para se analisar a resposta do VE.

#### 3.1 Modelo físico do veículo elétrico

Um corpo, seja ele qual for, está exposto a diversas forças externas. Para prever o comportamento desse corpo é necessário saber que tipo de movimento este terá, a que tipo de forças estará exposto e se essas são aditivas ou subtrativas ao movimento. Para tal é necessário compreender quais as forças que são opostas ao movimento e quais as que são a favor.

Para o caso de um veículo elétrico, considerando um ambiente de exterior, existe pelo menos o peso, a força do vento, que atua sob a estrutura e área do veículo, a inclinação do piso e a resistência ao rolamento, o momento de inércia e ainda forças que atuam em certas partes do veículo, como elementos que elevam o carro.

Como existe a necessidade de se saber a força necessária para movimentar o corpo, é de elevada relevância saber as variáveis associadas a estas forças. A Figura 3.1 representa todas as forças que se consideraram neste modelo.

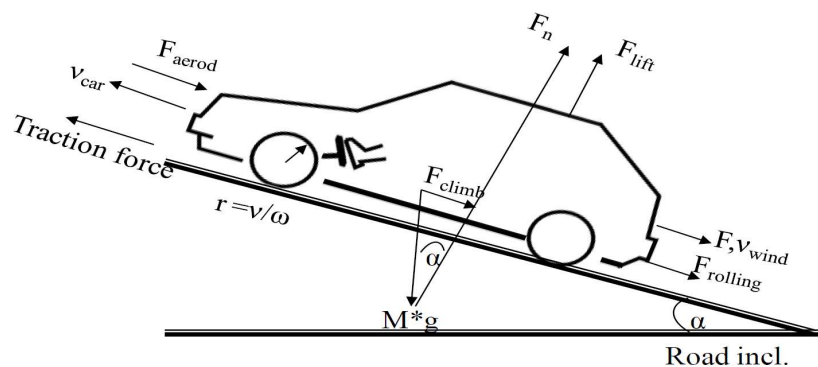


Figura 3.1 – Forças a atuar num veículo elétrico [48].

A Figura 3.1 representa as forças que atuam num corpo, representadas pelas seguintes designações:  $F_n$ , força normal ao plano,  $F_{lift}$ , força de elevação devido ao vento em certas partes do veículo,  $F_{aerod}$ , força aerodinâmica,  $F_{Vwind}$ , força do vento,  $F_{rolling}$ , atrito,  $F_{climb}$ , a força de inclinação,  $\alpha$ , a inclinação do pavimento. Deve ser ainda considerado o peso, que é dado pela expressão  $M*g$ , sendo  $M$  a massa do corpo e  $g$  a aceleração gravítica.

Sabendo as forças que aplicadas, é de interesse saber o binário (N.m) correspondente a cada força. Estas forças podem ser descritas da seguinte forma, começando pela força de atrito [48]:

$$F_{rolling} = (M * g * C_{rr} * \cos(\alpha)); \quad (3.1)$$

onde  $C_{rr}$  é o coeficiente de resistência ao rolamento. O coeficiente de resistência ao rolamento, é definido de forma dinâmica visto não ser uma constante ao longo do tempo e por estar dependente da velocidade do corpo. Pode ser definido da seguinte forma:

$$C_{rr} = 0,01 \left( 1 + \frac{3,6}{100} V_{vehicle} \right); \quad (3.2)$$

onde  $V_{vehicle}$  é a velocidade do veículo elétrico (m/s).

Quanto à força da aerodinâmica,  $F_{aerod}$ , esta é representada da seguinte forma:

$$F_{aerod} = \left( \frac{1}{2} \rho A_c C_d V_{vehicle}^2 \right); \quad (3.3)$$

onde  $\rho$  representa a densidade atmosférica (kg/m<sup>3</sup>),  $A_c$ , a área frontal do corpo (m<sup>2</sup>) e  $C_d$  a constante de aerodinâmica do corpo (adimensional), sendo esta variável em função do material e rugosidade do corpo.

Quanto à força de elevação,  $F_{lift}$ , adquirida no movimento do corpo, é dada por:

$$F_{lift} = \frac{1}{2} \rho B_L C_L V_{vehicle}^2; \quad (3.4)$$

sendo  $B_L$  a área de referência para elevação do corpo (m<sup>2</sup>) e  $C_L$  o coeficiente de elevação dessa mesma área (adimensional).

Já a força do vento  $F_{wind}$  é dada por:

$$F_{wind} = \frac{1}{2} \rho A_c C_d V_{vehicle}^2. \quad (3.5)$$

Além destas, deve ainda ser considerada a força de inclinação,  $F_{climb}$ , representada da seguinte forma:

$$F_{climb} = (Mg \sin(\alpha)); \quad (3.6)$$

relacionando-se diretamente com a força normal ao plano, pois a força normal é a diferença entre a força de inclinação e a de elevação.

A força de aceleração linear,  $F_{acc}$  e a força de aceleração angular,  $F_{acc\_angle}$ , são dadas por:

$$F_{acc} = \left( M + \frac{J_{wheel}}{r_r^2} \right) \frac{dv}{dt}; \quad (3.7)$$

$$F_{acc\_angle} = J \frac{G^2}{r_{wheel}^2} a; \quad (3.8)$$

onde  $J_{wheel}$  é o momento de inércia das rodas ( $\text{kg/m}^2$ ),  $r_r$  o raio da roda (m),  $J$  o momento de inércia do corpo ( $\text{kg/m}^2$ ),  $G$  a relação de engrenagem, e  $a$  a aceleração ( $\text{m/s}^2$ ), podendo também ser representada por  $dv/dt$  [48]. A contribuição de todas estas forças dá origem à seguinte equação:

$$T_L = (F_{rolling} + F_{aerod} + F_{climb} + F_{acc\_angle} + F_{lift} + F_{wind} + F_{acc}) \times \frac{r_r}{G \times \eta}; \quad (3.9)$$

onde  $\eta$  é o rendimento do acoplamento entre o motor e o veio para as rodas e o binário resistente é  $T_L$  (N.m). Com estes dados é possível definir o comportamento do binário resistente em função das variáveis acima descritas.

### 3.2 Modelo do motor PMDC (*Permanent Magnet Direct Current*)

O motor PMDC, também conhecido como motor de corrente contínua com ímanes permanentes, é geralmente utilizado em aplicações com necessidade de binário constante e velocidades variáveis. Uma das suas grandes vantagens é a capacidade de fornecer até três ou quatro vezes o seu binário nominal [14], [49]. Outra característica é o facto de apresentar uma resposta muito rápida à tensão aplicada nos seus terminais, uma vez que o fluxo de campo é constante [50]. Uma outra característica do motor é que pode atingir mais facilmente a sua rotação máxima, quando comparado com motores AC [51].

A energia é transferida para o rotor através de escovas de carbono que entram em contacto com os anéis, energizam as bobines e por sua vez empurram o rotor, devido ao campo criado pelos ímanes no estator.

Este tipo de motor apresenta uma estrutura mais compacta e leve em relação aos motores DC com excitação separada, pois elimina a necessidade de se utilizar em bobines para a criação de um campo externo.

A rotação destes motores é controlada apenas pela tensão, ou corrente, aplicada aos terminais da armadura, sendo este comportamento linear.

Estes motores têm como principal desvantagem a dificuldade de controlo de velocidade a baixas rotações, e são considerados de elevada manutenção, pelo facto de utilizarem escovas, e serem vulneráveis ao pó, o que baixa o seu rendimento [14], [49].

O motor PMDC não tem enrolamentos de campo, visto utilizar ímanes permanentes para criar o campo. A Figura 3.2 representa o modelo elétrico do motor PMDC, utilizado para se retirarem as equações do comportamento dinâmico do motor.

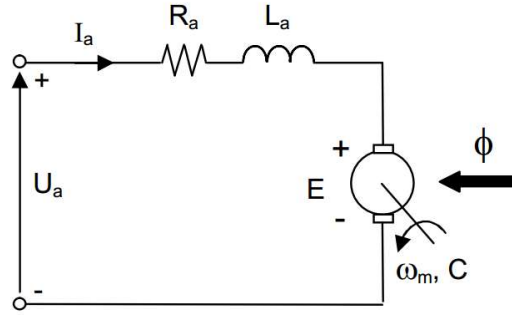


Figura 3.2 - Modelo eléctrico do motor PMDC.

Este modelo não inclui a representação do enrolamento de campo, visto que o campo é permanente e constante, sendo criado pelos ímanes permanentes.

As equações deste motor são semelhantes às já definidas na secção 2.4, tendo em conta que os elementos existentes neste modelo são iguais, à excepção do enrolamento de campo já mencionado. As equações da dinâmica do motor PMDC são:

$$U_a = R_A I_A + L_A \frac{dI_A}{dt} + K_\omega \omega; \quad (3.10)$$

$$T_e = K_T I_A; \quad (3.11)$$

$$J_m \frac{d\omega}{dt} = T_e - T_L - B_m \omega; \quad (3.12)$$

onde  $L_A$  é o coeficiente de autoindução da bobine do motor (H),  $K_\omega$  é a constante de velocidade (V/rpm), que juntamente com a velocidade angular dá origem à força eletromotriz induzida (E),  $T_e$  é o binário eléctrico (Nm),  $K_T$  é a constante de binário eléctrico (Nm/A),  $J_m$  é a constante de inércia do motor ( $\text{Kgm}^2$ ) e  $B_m$  é o coeficiente de amortecimento.

Combinando estas três equações, (3.10), (3.11) e (3.12) é possível reorganizar as equações da seguinte forma:

$$\frac{dI_A}{dt} = \frac{1}{L_A} (U_a - R_A I_A - K_\omega \omega); \quad (3.13)$$

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J_m} (T_e - T_L - B_m \omega). \quad (3.14)$$

A partir das equações (3.13) e (3.14) criou-se um modelo do comportamento do motor em função da velocidade angular e da corrente [52], [53], [54].

Aplicando a transformada de *Laplace* às equações (3.13) e (3.14) é possível obter-se a resposta em frequência do sistema, resultando em:

$$I_A(s) = \frac{I_A(0)}{s + (R_A/L_A)} + \frac{U_A(s) - K_\omega \omega(s)}{L_A s + R_A}; \quad (3.15)$$

$$\omega(s) = \frac{\omega(0)}{s + (B/J)} + \frac{T_e(s) - T_L(s)}{J s + B_m}. \quad (3.16)$$

As equações (3.15) e (3.16) definem o comportamento do motor em função da tensão aplicada aos seus terminais no domínio das frequências.

Considerando um binário de carga constante e condições iniciais nulas, vem:

$$\frac{\omega(s)}{U_A(s)} = \frac{\frac{K_T}{L_A} J}{s^2 + [(R_A J + L_A B_m)/L_A]s + (R_A B_m + K_T K_\omega)/L_A} \quad (3.17)$$

ficando assim definido o modelo do motor em função da velocidade, para condições iniciais nulas.

### 3.3 Modelo do circuito conversor

Na Figura 3.3 está representado um circuito conversor DC-DC em ponte H.

Figura 3.3 – Circuito equivalente do conversor redutor em ponte H.

Da Figura 3.3 é possível tirar as equações que definem o comportamento da corrente  $I_C$  nos cabos (zona 1), obtendo-se as seguintes equações:

$$\begin{cases} V_{Bat} = R_C i_C + L_C \frac{di_C}{dt} + V_C; \\ i_C = C \frac{dV_C}{dt} + i_A \end{cases} \quad (3.18)$$

onde  $V_{Bat}$  é a tensão da bateria (V),  $R_C$  e  $L_C$  são a resistência ( $\Omega$ ) e a indutância dos cabos (H), respetivamente,  $V_C$  é a tensão no condensador (V),  $i_C$  é a corrente nos cabos (A), e  $i_A$  é a corrente na armadura (A).

Aplicando a transformada de *Laplace* às equações apresentadas em (3.18), obtém-se as seguintes equações dinâmicas:

$$I_C(s) = \frac{V_{Bat}(s) - V_C(s)}{sL_C + R_C}; \quad (3.19)$$

$$V_C(s) = \frac{I_C(s) - I_A(s)}{sC}; \quad (3.20)$$

podendo assim definir-se a tensão no condensador, à entrada da ponte, em função da tensão de entrada  $V_{Bat}$  (V).

O valor da indutância de um cabo pode ser calculado através de uma ferramenta disponível em [55] e a resistência do cabo calculada com as equações seguintes:

$$\Delta\rho = \Delta T_{emp} K \rho_{ref}; \quad (3.21)$$

$$\rho = \rho_{ref} + \Delta\rho; \quad (3.22)$$

$$R = \rho \frac{l}{A}; \quad (3.23)$$

onde  $\Delta\rho$  é a variação da resistividade,  $\Delta T_{emp}$  a variação da temperatura,  $K$  é o coeficiente de temperatura,  $\rho$  é a resistividade ( $\Omega\text{m}$ ) a  $20^\circ\text{C}$ ,  $l$  é o comprimento (m), e  $A$  é a área de secção ( $\text{m}^2$ ) [56].

Considerando o conversor redutor apresentado na Figura 2.12 verifica-se que:

$$\delta = \frac{V_{out}}{V_C}; \quad (3.24)$$

onde  $\delta$  é igual ao fator de ciclo ligado do redutor. Para o circuito apresentado na Figura 3.3 a equação é aplicável, com a particularidade que  $\delta$  toma valores entre -1, 0 e 1, em função da atuação nos comutadores, sendo que se  $S_{11}$  e  $S_{22}$  estiverem ligados e  $S_{21}$  e  $S_{12}$  desligados, a tensão aplicada é positiva, ou seja,  $\delta$  é positivo. Com a inversão de polaridade dos comutadores referidos,  $\delta$  passa a negativo.

Alguns dos estados possíveis estão representados na Tabela 3.1, se se considerar  $|i| = 0$ , caso contrário, pode-se colocar o motor em curto-circuito nos estados representados como aberto.

Tabela 3.1 – Estados da ponte H [34].

$S_{11}$	$S_{12}$	$S_{21}$	$S_{22}$	Resultado
0	0	0	0	Aberto
1	0	1	0	Aberto
0	1	0	1	Aberto
0	1	1	0	Roda em sentido horário
1	0	0	1	Roda em sentido contra horário

Existem ainda estados que não devem ser aplicados, por exemplo  $S_{11}$  e  $S_{12}$  ativos ou  $S_{21}$  e  $S_{22}$  ativos, que é a condição em que um dos braços tem os dois comutadores ligados, o que corresponde a gerar um curto-circuito no sistema.

Com este modelo para o conversor, é possível aplicar as equações da dinâmica do motor para a condição de usar este conversor. Considerando a equação (3.10) e adequando  $U_A$  ao circuito da Figura 3.3, então:

$$\delta V_C = L_A \frac{dI_A}{dt} + R_A I_A + E_A. \quad (3.25)$$

Recorrendo às equações (3.11) e (3.12) obtém-se equações semelhantes a (3.13) e (3.14), mudando  $U_A$  para  $\delta V_C$ .

Pode-se então definir o sistema de equações da dinâmica do motor PMDC na ponte H, como mostra a Figura 3.4.

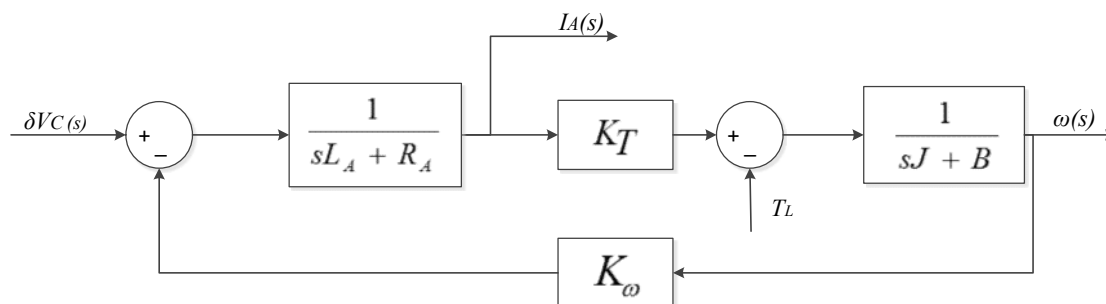


Figura 3.4 – Modelo das equações da dinâmica do motor PMDC em função da velocidade.

Desta forma é possível estudar o comportamento do motor a um estímulo na sua entrada e analisar a corrente e a velocidade de saída. Para tal é necessário recorrer às equações (3.15) e (3.16). Este sistema pode ser utilizado para um conversor DC-DC redutor com a limitação que  $\delta$  apenas pode tomar os 0 ou 1 e apresenta a estrutura da Figura 3.5.

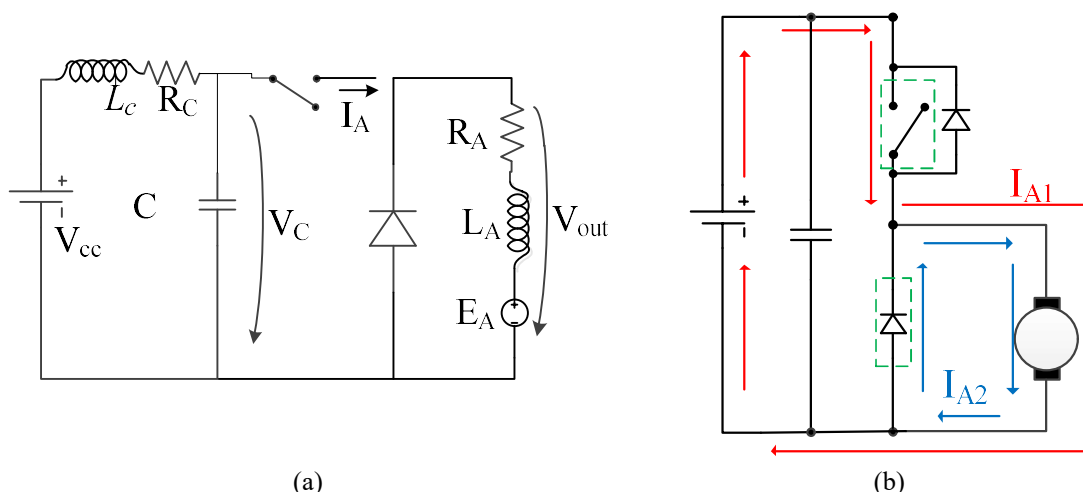


Figura 3.5 – Circuito equivalente do conversor DC-DC redutor. (a) Circuito completo com modelo do motor; (b) modelo simplificado com os fluxos de corrente nos dois estados (ligado e desligado).

Na Figura 3.5 (a) está representado um conversor DC-DC redutor simplificado, sem a representação das características do conversor.

Na Figura 3.5 (b) está representado a vermelho o fluxo da corrente no conversor DC-DC redutor no estado em que  $\delta$  é positivo (ligado), e a corrente flui pelo trajeto da corrente  $I_{A1}$ . Para a situação em que  $\delta$  é zero (desligado), a corrente  $I_{A2}$  representada a azul fecha-se pelo diódo, assinalado pelo tracejado verde.

É possível também representar o modelo simplificado, só em função da corrente, recorrendo novamente à equação (3.25).

Se se considerar a aplicação de um modelador PWM é necessário adequar o nível do sinal da referência ao nível máximo do comparador e, por esta razão, o sinal de entrada  $\delta V_C$  pode ser representado da seguinte forma:

$$V_{PWM} = \delta V_C = \delta \frac{\mu_C}{\mu_{Cmax}} V_C; \quad (3.26)$$

onde  $\mu_C/\mu_{Cmax}$  é a relação de conversão do valor de referência para a escala do PWM.

Tendo em conta as equações (3.25) e (3.26), o diagrama de blocos é representado na Figura 3.6.

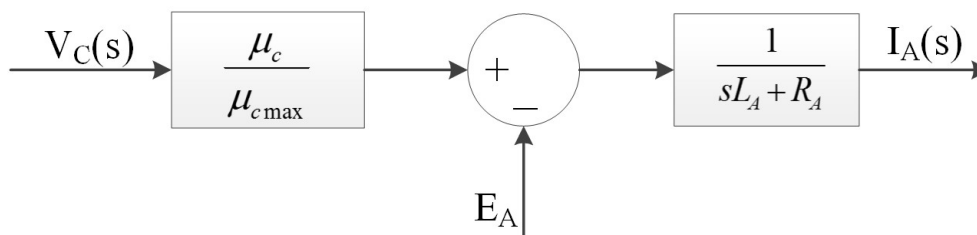


Figura 3.6 – Equação da dinâmica do motor PMDC em função da corrente.

### 3.4 Controlo das grandezas do veículo elétrico

Existem diversos métodos de controlo das grandezas associadas ao veículo elétrico. Para certas aplicações o controlo de binário é suficiente, para outras o controlo de velocidade é vital, e pode eventualmente ser necessário conhecer a posição, daí a importância de se ajustarem as grandezas de controlo em função do modo de funcionamento do motor.

#### 3.4.1 Comando em malha aberta

O comando da velocidade do veículo elétrico pode ser feito em malha aberta, através da variação da tensão aplicada, regulando diretamente a amplitude da tensão  $V_C$  usando um conversor DC-DC comutado e um modulador PWM. No entanto o comando em malha aberta não regula a corrente na armadura, o que pode originar valores elevados de corrente se o binário for muito elevado. Na secção seguinte dimensiona-se um controlo de velocidade, um controlo de corrente e um controlo de velocidade com um controlo de corrente interno.

#### 3.4.2 Controlo de corrente em malha fechada

O controlo da corrente de um motor PMDC de um veículo elétrico é o controlo da corrente na armadura, num sistema em malha fechada como mostra a Figura 3.7. Sendo o modelo da Figura 3.6 designado  $G(s)$ , então as duas formas de controlo que podem ser feitas são por modo de deslizamento ou com PWM.

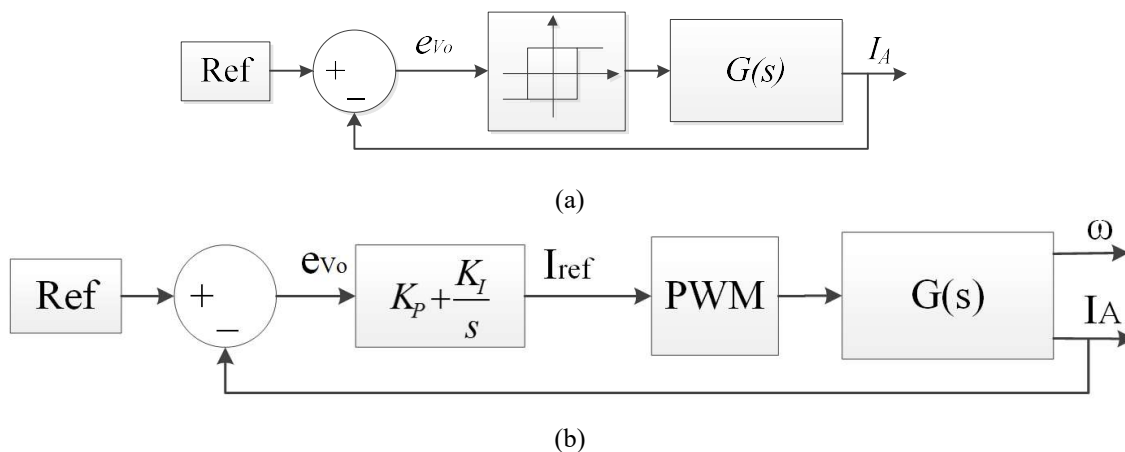


Figura 3.7 – Sistema em malha fechada: (a) em modo de deslizamento; (b) com modulador PWM.

Na Figura 3.7 são apresentados dois exemplos distintos, sendo que num deles (Figura 3.7 (a)) é feito um controlo por modo de deslizamento, também conhecido por histerese.

Para aplicar este tipo de controlo de corrente é necessário primeiro definir a gama de histerese desejada, gama essa que define a precisão do sistema e a velocidade a que o sistema comuta. Essa gama é definida pela seguinte equação de um compensador de histerese para um conversor DC-DC redutor:

$$e_i = I_{ref} - I_A; \quad (3.27)$$

$$\begin{cases} \text{Se } e_i \leq -\epsilon, & T = On \\ \text{Se } e_i \geq \epsilon, & T = Off \end{cases}; \quad (3.28)$$

onde  $e_i$  é o erro da corrente, dado pela diferença entre a corrente de referência e a corrente na armadura do motor PMDC e  $\epsilon$  é o erro máximo admissível que definirá o comportamento da equação (3.25).

Na segunda situação (Figura 3.7 (b)) é utilizado um modulador PWM com um compensador do tipo PI para controlar a corrente  $I_A$ .

Considere-se um compensador do tipo PI que torne estável o sistema representado na Figura 3.8.

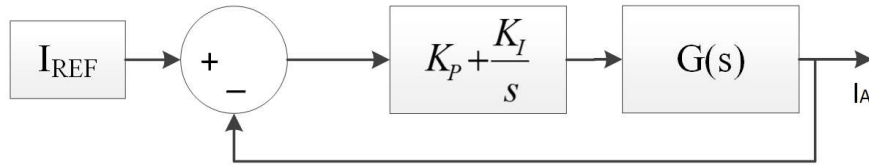


Figura 3.8 – Sistema em malha fechada com o controlador P.I. de corrente.

Utilizando a equação (2.52) e o modelo da Figura 3.6 é possível definir a função transferência em malha fechada após a compensação como:

$$\frac{I_A}{I_{REF}} = \frac{\frac{K_P V_C}{\mu_{cmax} L_A}}{s + \frac{K_P V_C}{\mu_{cmax} L_A}} = \frac{\omega_p}{s + \omega_p}. \quad (3.29)$$

A partir da resposta pretendida,  $\omega_p$ , é possível obter o valor de  $K_P$ .

Pelo método de cancelamento de pólo-zero verifica-se que:

$$\frac{K_I}{K_P} = \frac{R_A}{L_A}; \quad (3.30)$$

obtendo-se todas as variáveis necessárias para o dimensionamento do controlador.

### 3.4.3 Controlador de velocidade, sem controlo interno de corrente

Este tipo de controlador é utilizado quando se deseja controlar a velocidade em função da tensão aplicada, sem controlo interno da corrente. Para este controlo é necessária a utilização de um sistema de modo a se obter a velocidade de saída, utilizando um tacómetro.

Utilizando a função de transferência definida na Figura 3.4, e designando-a  $F(s)$ , é possível obter-se um sistema de 2ª ordem, aplicando uma compensação com um PID, tal como é mostrado na Figura 3.9.

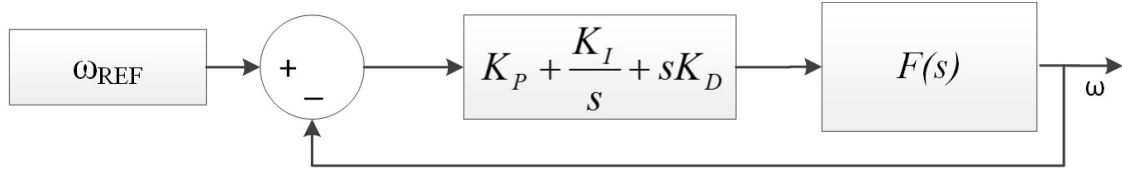


Figura 3.9 – Sistema em malha fechada com controlador PID de velocidade sem controlo interno de corrente.

Neste caso o controlador pode ser escrito da seguinte forma:

$$C_s(s) = K_P + \frac{K_I}{s} + K_D s = \frac{K_D}{s} \left( s^2 + s \frac{K_P}{K_D} + \frac{K_I}{K_D} \right); \quad (3.31)$$

onde os termos  $K_P/K_D$  e  $K_I/K_D$  são obtidos através do método de cancelamento do pólo-zero, obtendo-se:

$$\frac{K_P}{K_D} = [(R_A J + L_A B_m)/L_A J]; \quad (3.32)$$

$$\frac{K_I}{K_D} = (R_A B_m + K_T K_\omega)/L_A J. \quad (3.33)$$

Em malha fechada o sistema é equivalente a um sistema de 1ª ordem (equação (2.52)), donde se obtém a constante  $K_D$ .

$$K_D = \frac{\omega_p L_A J}{K_T}; \quad (3.34)$$

ficando os parâmetros do controlador definidos em função das características da máquina elétrica.

#### 3.4.4 Controlador de velocidade com controlo interno de corrente

Para o controlo do movimento de um veículo elétrico seria intuitivo efetuar um controlo da velocidade do motor elétrico, no entanto, também é possível obter este tipo de controlo através da corrente. Se for necessário controlar a velocidade, recorrendo a um controlador como o descrito na secção anterior, é necessário considerar que este não possibilita o controlo de corrente na máquina, o que pode levar a um aumento da corrente para valores que possam danificar o motor.

Para resolver esta situação recorre-se a uma configuração em que se utiliza um controlador de velocidade com um controlo interno da corrente, como está representado na Figura 3.10. Este método possibilita controlar diretamente a velocidade, mas garante que a corrente também se encontra dentro de um padrão de funcionamento aceitável, ou seja, comporta-se de forma controlada e previsível.

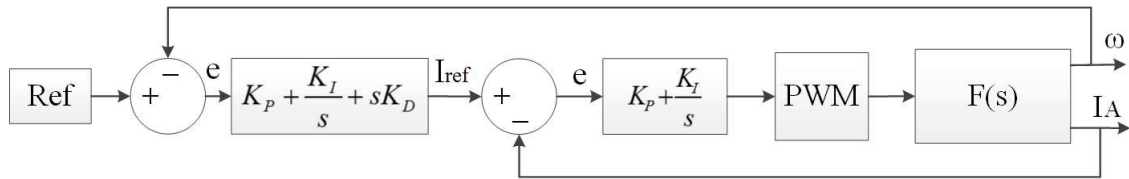


Figura 3.10 – Sistema em malha fechada com controlo de velocidade com compensador PID e controlo interno de corrente com compensador PI com modulação PWM.

Desta forma é garantido que a máquina elétrica se mantenha dentro das especificações desejadas, utilizando os compensadores anteriormente dimensionados nas equações (3.29) e (3.30) para o PI e (3.32), (3.33) e (3.34) para o PID.

As respostas deste sistema tendem a ser mais lentas, visto induzirem um atraso na velocidade através do controlo da corrente, ou seja, a velocidade só aumenta tanto quanto o incremento da corrente que foi definido pelo compensador PI.

### 3.5 Conclusão

Abordou-se neste capítulo a modelação dos componentes e características associadas ao projeto proposto, integrando o modelo físico do veículo elétrico, do motor e do circuito de controlo.

Descreveu-se o método de análise do sistema, o tipo de controlo implementado, os métodos de dimensionamento de compensadores e as arquiteturas a serem implementadas.

Fez-se o comando da tensão DC da máquina elétrica. A equação dinâmica representada através de um sistema de 2ª ordem, com o qual é possível controlar a corrente, a velocidade e se for necessário, ambos.



## 4 Simulação do veículo elétrico

Neste capítulo é apresentado o modelo do veículo elétrico que foi desenvolvido na ferramenta de simulação MATLAB/*Simulink*, para análise do comportamento do veículo elétrico que, posteriormente, será implementado no protótipo experimental.

O modelo a definir inclui o motor elétrico, o veículo elétrico e o circuito do conversor. Cada um desses modelos foi definido de forma individual e depois de os juntar foram realizados testes de simulação em malha aberta e em malha fechada, com os métodos de controlo projetados, para se observar o comportamento do sistema.

As características detalhadas do veículo, incluindo o motor DC, são apresentadas no Anexo B .

### 4.1 Modelo físico do veículo elétrico

O modelo do veículo é composto por forças e binários dependentes das variáveis que foram apresentados no capítulo 3, das equações (3.1) - (3.8), que resultaram na equação (3.9).

A partir destas equações criou-se o modelo de simulação do veículo elétrico representado na Figura 4.1:

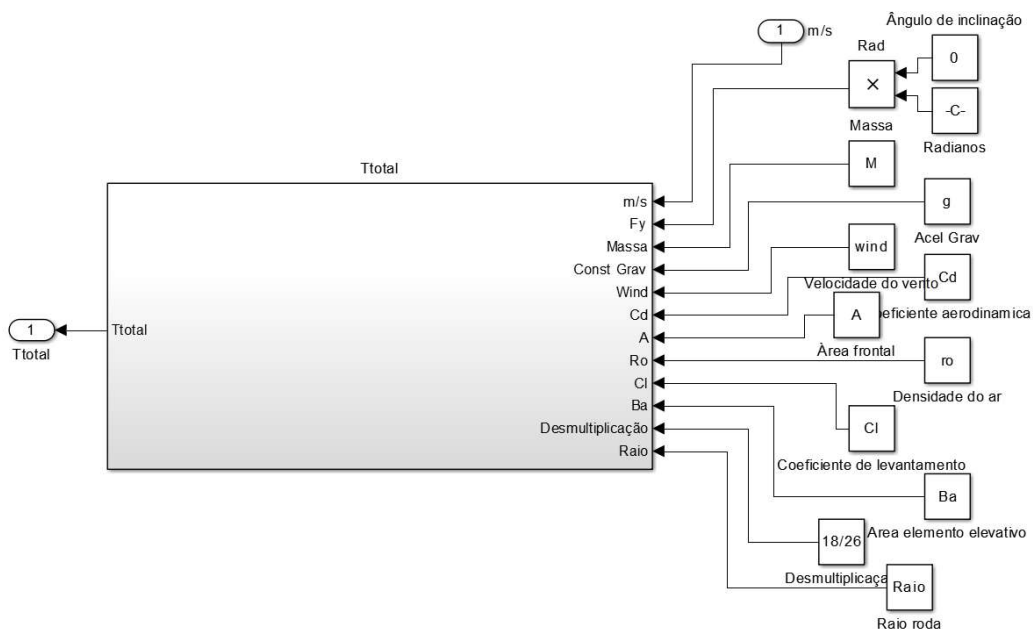


Figura 4.1 – Máscara do modelo físico do carro.

O modelo está representado de forma simplificada para facilitar a inserção e alteração das variáveis do modelo. O modelo completo encontra-se no Anexo C .

Na Figura 4.2 mostra-se a simulação do binário em função do tempo, a uma velocidade variável entre 0 e 55 m/s (aceleração constante), com uma inclinação neutra.

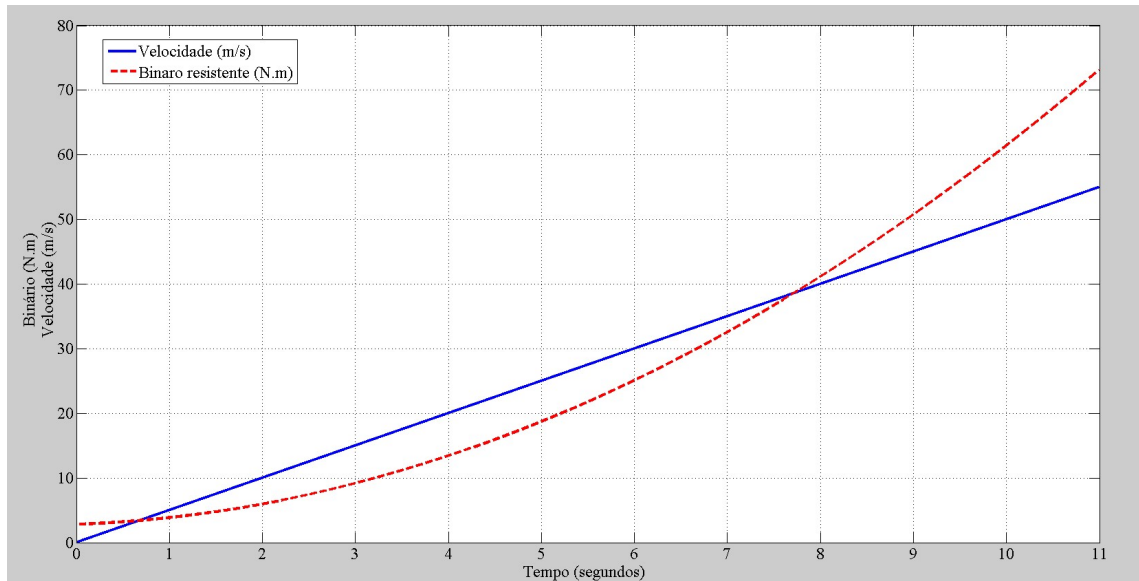


Figura 4.2 – Reação do binário resistente ao aumento da velocidade.

Como se pode verificar na Figura 4.2, a azul está representada a velocidade e a vermelho tracejado o binário. Quanto maior for a velocidade maior é o binário exercido no veículo, verificando-se também a necessidade de um binário instantâneo inicial para iniciar o movimento. O teste foi efetuado em modo contínuo de variação de velocidade (aceleração constante), até à velocidade máxima do veículo. O veículo encontrava-se num plano neutro e estacionário.

## 4.2 Modelo do motor elétrico

O modelo do motor elétrico foi elaborado em função do sistema apresentado na Figura 3.4 e na Figura 3.6, através dos comandos de MATLAB representados na Figura 4.3. As variáveis definidas são as apresentadas no Anexo B, para o protótipo do veículo elétrico e para os parâmetros do motor PMDC.

```

num=[Kt/(La*J)];
den=[1 (Ra*J+La*B)/(La*J) (Ra*B+Kt*Kv)/(La*J)];

num1=[1];
den1=[La Ra];

tfcomplete=tf(num,den);
tfmotor=tf(num1,den1);
step(tfcomplete);
figure
step(tfmotor);

```

Figura 4.3 – Definição do modelo da máquina elétrica PMDC e resposta a um impulso unitário.

Seguindo a definição da equação (3.17), como função transferência do motor elétrico, juntamente com a definição da equação dinâmica da corrente no motor elétrico (3.25), é possível definir os dois comportamentos da velocidade e da corrente, respetivamente, com as equações apresentadas na Figura 4.3. Utilizaram-se variáveis auxiliares para guardar o vetor com os valores da transformada, recorrendo à função *tf()*. Na Figura 4.4 representa-se a resposta a um degrau unitário de tensão, utilizando a função *step()*, com um binário resistente nulo.

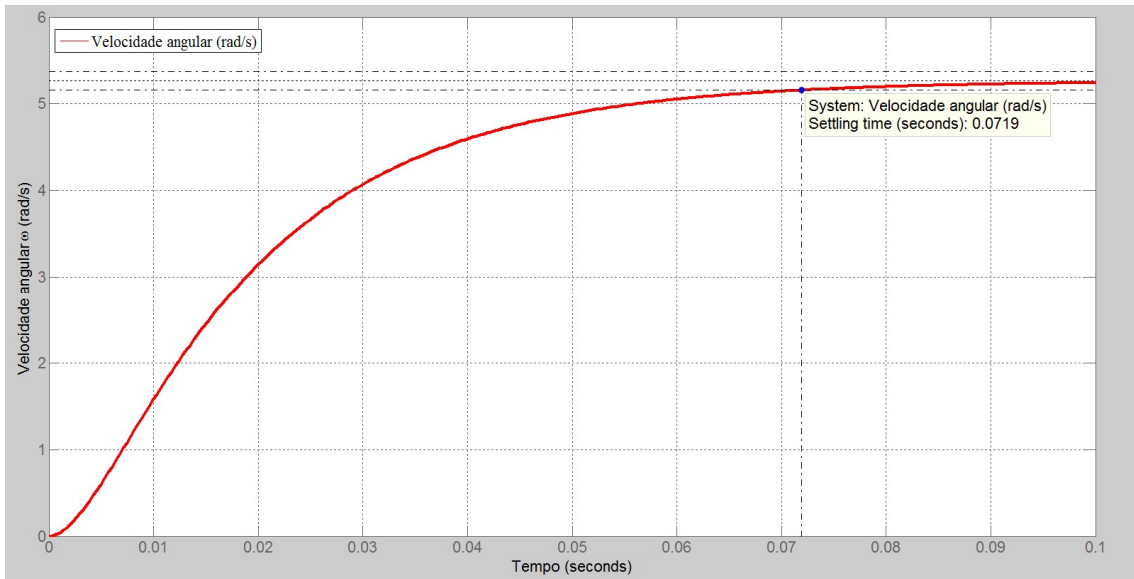


Figura 4.4 – Resposta da velocidade angular à aplicação de um degrau unitário de tensão.

Verifica-se que o sistema é capaz de responder em 0,0719 segundos desde que é aplicado o degrau de tensão de amplitude unitária, até atingir o resultado com uma margem de 2 % resultando numa velocidade angular de 5,16 rad/s, definida na janela da função. Esta velocidade angular corresponde à constante de velocidade do motor.

Tendo em conta o sistema da Figura 3.4, criou-se um modelo em MATLAB/Simulink com as saídas em termos de velocidade angular e corrente, que está representado na Figura 4.5.

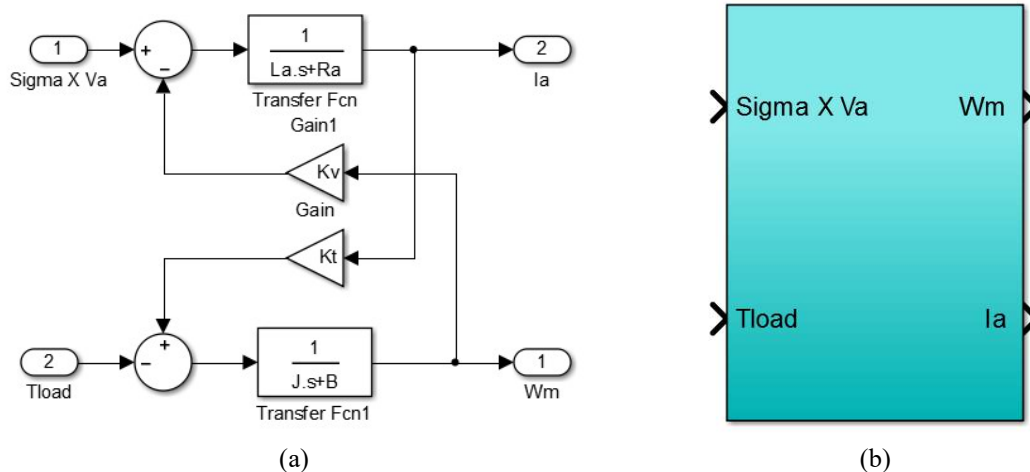


Figura 4.5 – Modelo da máquina PMDC. (a) Diagrama de blocos da máquina PMDC; (b) síntese da máquina PMDC.

A utilização deste modelo da máquina PMDC permitiu verificar o comportamento da corrente e da velocidade em simultâneo, tendo-se obtido o resultado obtido na Figura 4.6.

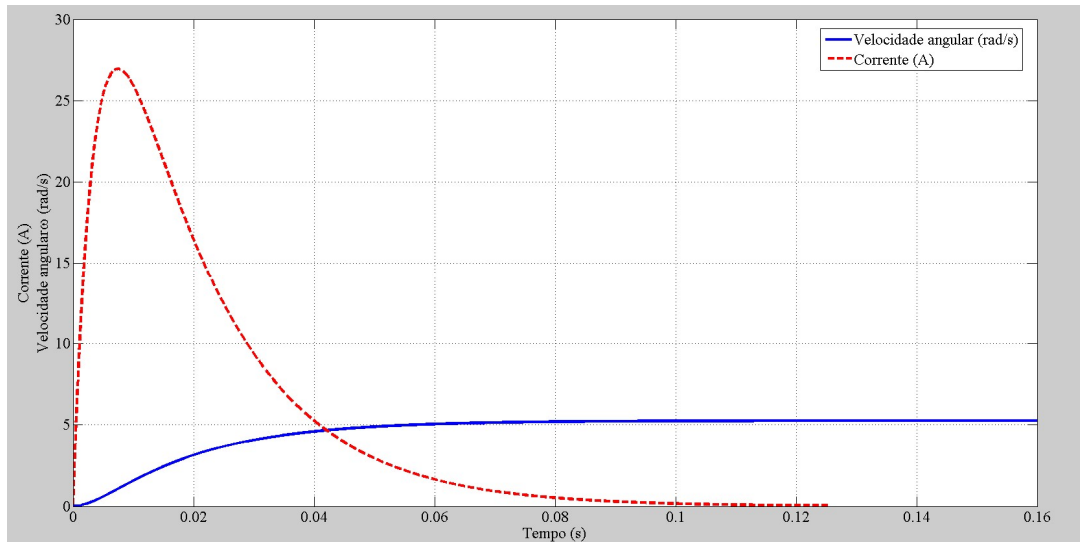


Figura 4.6 – Resposta do sistema ao degrau de tensão unitário com binário resistente nulo.

Como se pode verificar, a resposta da velocidade angular ao degrau (azul) é igual à apresentada na Figura 4.4. Por outro lado, existe um aumento significativo na corrente (vermelho) para ultrapassar o momento de inércia do motor e de seguida a corrente reduz-se para um valor que mantém o motor a rodar à velocidade desejada. A corrente neste caso manteve um nível muito baixo, pois o coeficiente de atrito era reduzido. Na Figura 4.7 é apresentada a relação entre a corrente e a velocidade para a aplicação de um impulso de amplitude máxima de 72 V ao modelo da Figura 4.5, com um binário resistente nulo.

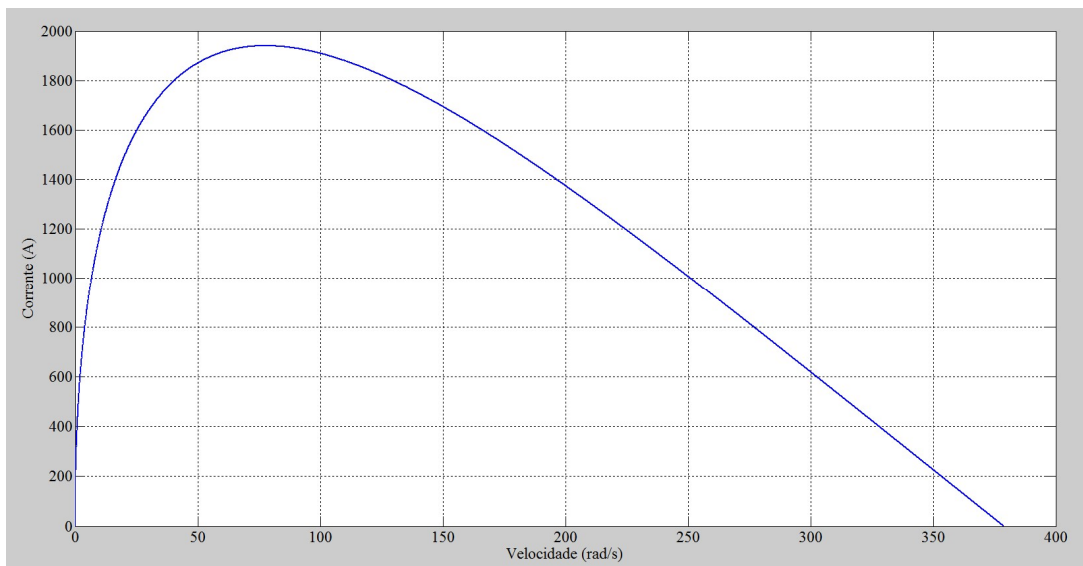


Figura 4.7 – Relação entre corrente e velocidade do modelo do motor PMDC.

Tendo em conta que não existia um limite no modelo matemático, a corrente máxima aplicada foi de 1940 A, e depois decresceu com o aumento da velocidade do motor, visto já ter ultrapassado o binário necessário para ultrapassar o momento de inércia. Verifica-se também que o motor tendeu para a sua velocidade máxima teórica de 378,9 rad/s, o que corresponde a 3618 rpm. A limitação da corrente faria com que o sistema levasse mais tempo a atingir a velocidade máxima, considerando as mesmas condições de teste.

### 4.3 Modelo do circuito conversor

Foi criado um modelo dos cabos recorrendo às equações (3.19), (3.20), relativas à Figura 3.3, zona 1, para simular o comportamento dinâmico da tensão e da corrente ao longo do cabo em função do tempo. A Figura 4.8 representa o modelo dinâmico dos cabos.

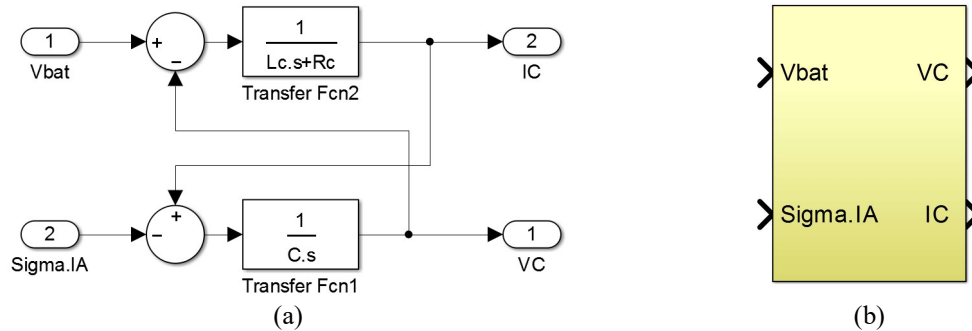


Figura 4.8 – Modelo dinâmico dos cabos. (a) Diagrama de blocos dos cabos; (b) síntese do diagrama de cabos.

Este modelo (Figura 4.8 (a)) representa o comportamento dinâmico dos cabos quando aplicado um estímulo de tensão na sua entrada, representando a tensão no condensador à saída. A Figura 4.8 (b) é a síntese do modelo dos cabos.

Considerando as equações (3.21), (3.22), (3.23), foi possível criar o modelo para calcular a resistência em função da temperatura, área de secção, comprimento e resistividade do material. Na Figura 4.9 estão representados os blocos criados a partir das equações supracitadas.

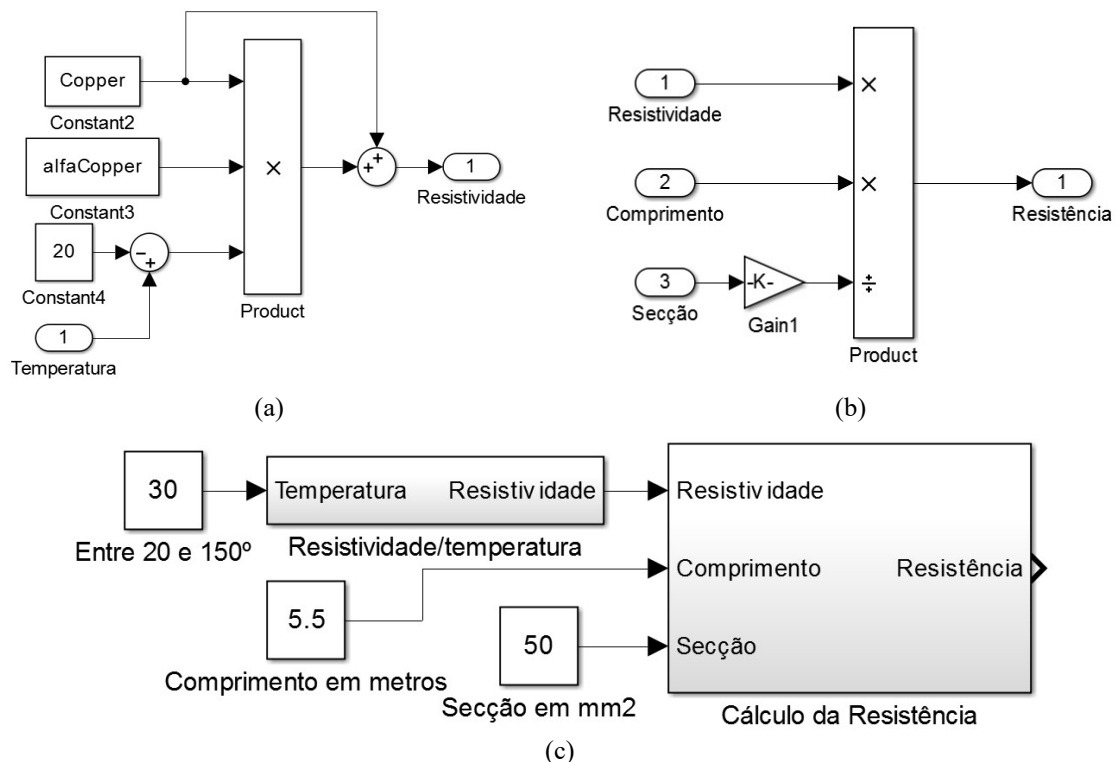


Figura 4.9 – Modelo de cálculo dinâmico da resistividade e resistência. (a) Diagrama de blocos do cálculo da resistividade; (b) diagrama de blocos para o cálculo da resistência; (c) diagrama com síntese dos blocos (a) e (b).

Com os blocos representados na Figura 4.9, é possível calcular a resistência de um cabo, sabendo-se a resistividade do elemento quando este está a 20 °C, o comprimento do elemento condutor, a área de secção e a que temperatura vai operar.

Considerando um cabo de cobre de 5,5 m, com uma área de secção de 50 mm<sup>2</sup>, a operar a uma temperatura de 30 °C, a resistência do cabo obtida foi de 1,917 mΩ. Outro parâmetro de interesse são as perdas produzidas pela resistência do cabo. Considerando uma corrente máxima para o cabo de 300 A, e uma tensão de funcionamento de 72 V, a tensão utilizada para este projeto, a queda de tensão produzida pelo cabo, através da lei de *Ohm*, é de 0,5751 V, o que corresponde, na pior situação a uma perda de 0,7988 % da potência injetada no conversor [57].

Se forem aplicados ao modelo da Figura 4.8 (a) todos estes módulos, com um condensador de 2200 µF e uma bobine de 7,83 µH (valor calculado em [55]), com os valores acima descritos, obtém-se o resultado da Figura 4.10.

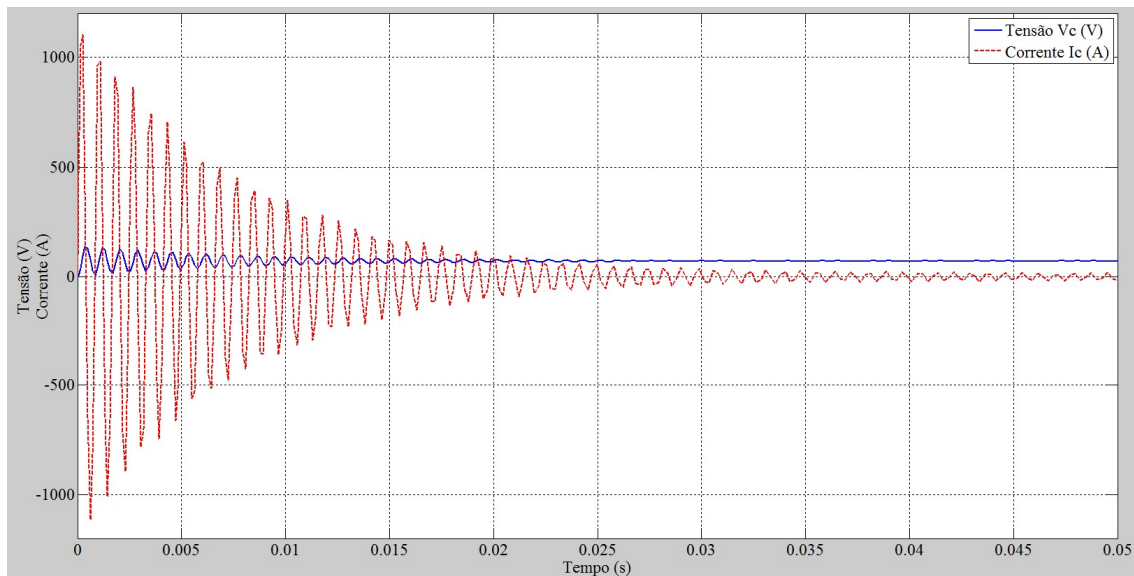


Figura 4.10 – Resposta do sistema do cabo a um degrau de 72 V.

A análise da corrente foi confinada aos primeiros instantes, pois é quando se verifica uma maior oscilação, verificando-se, neste caso, uma oscilação de 2217 A, com um rápido decréscimo para uma oscilação mínima de 32,05 A. Isto porque a bobine apresenta uma capacidade elevada de armazenamento de corrente e o condensador encontra-se descarregado. A tensão também oscilou até que o condensador conseguisse carregar completamente, passando a ter-se uma oscilação da tensão de cerca de 2-3 V. A utilização de um condensador com capacidade menor faria com que a oscilação na saída fosse maior e vice-versa. Foi também possível verificar que após algum tempo a corrente média no cabo era zero.

### 4.4 Comando do conversor

Neste trabalho foram aplicados dois métodos de comando do veículo elétrico, comando por histerese e comando por PWM.

Foram implementados em simulação os dois métodos, para que se pudessem comparar os resultados e verificar qual seria o método mais adequado a ser utilizado neste sistema. A Figura 4.11 representa um modulador de histerese, conforme definido na equação (3.28), com um  $\epsilon$  de amplitude 1 A.

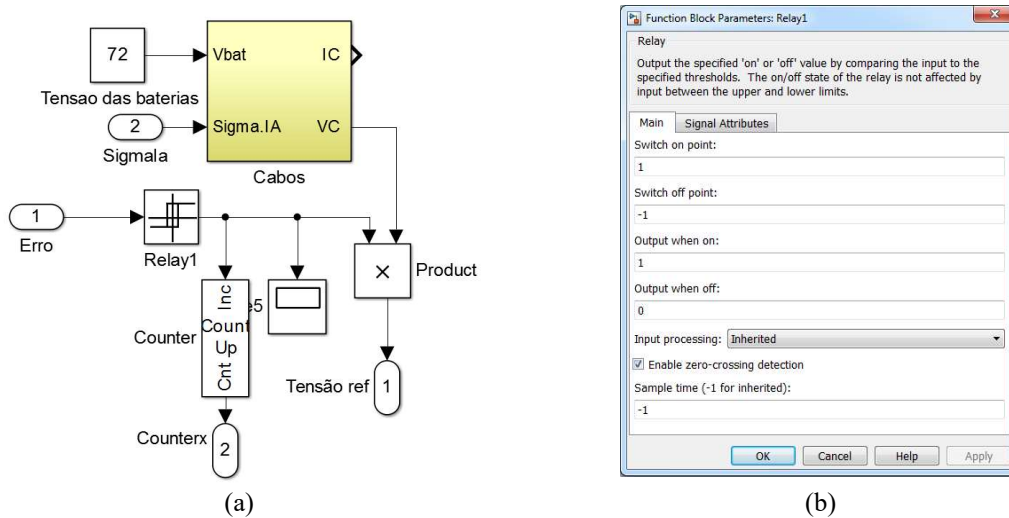


Figura 4.11 – Comando por histerese. (a) Diagrama de blocos do comando por histerese; (b) janela da função relay com zona de histerese definida.

A entrada Erro era obtida através da subtração entre a referência e a corrente do sistema. Esse erro da corrente passava por um comparador de histerese, onde já estavam definidos os parâmetros máximos e mínimos, para se poderem aplicar os estados ligado ou desligado à tensão de origem, originando um valor médio de tensão aplicado à máquina elétrica.

Um comando que facilmente pode ser implementado é o PWM que, como já foi mencionado, recorre a uma portadora que funciona a uma certa frequência. Na Figura 4.12 está representado o diagrama de blocos do modulador por PWM.

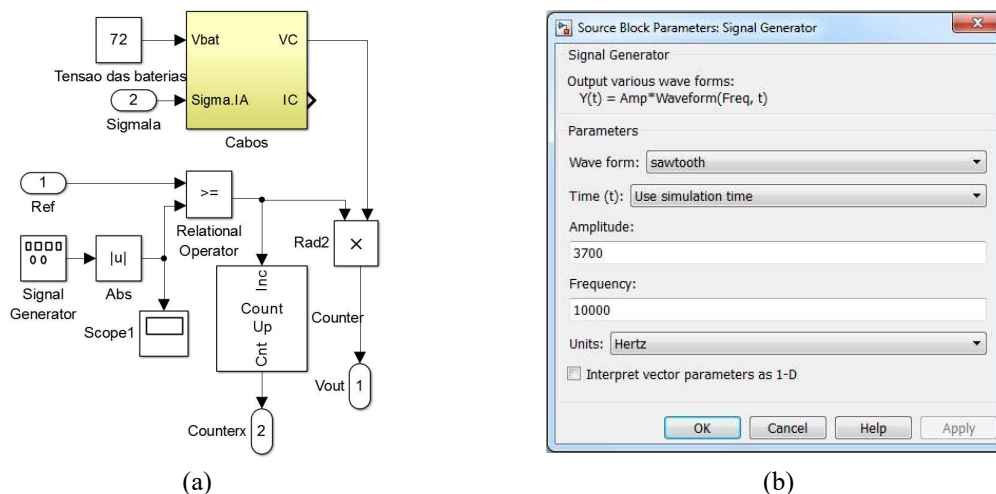


Figura 4.12 – Modulador PWM. (a) Diagrama de blocos do modulador PWM; (b) janela da função Signal Generator, definido a amplitude, a frequência e tipo de onda gerada.

No modulador PWM da Figura 4.12 a portadora gerada é comparada com uma entrada de grandeza equivalente, gerando uma onda retangular de fator de ciclo variável no bloco do operador relacional, o que corresponde aos estados do semicondutor do conversor DC-DC redutor.

A frequência da portadora é definida pelo utilizador, bem como a amplitude máxima. Para este método funcionar corretamente, é necessário proceder ao ajuste desses parâmetros definidos na equação (3.26).

Como se pode verificar, estes são dois métodos distintos de controlo das grandezas, sendo que o método de histerese exige uma comparação na qual se define o erro e de seguida definiu-se a banda de histerese em que o utilizador deseja manter o erro. Este método tem a característica particular de ter uma frequência de comutação variável. Também tem a desvantagem de caso se apresente uma zona de histerese demasiado elevada, não responder. Como vantagens é um controlador simples, robusto e independente dos parâmetros da carga [40]. Os moduladores PWM têm a vantagem de apresentar uma frequência de comutação fixa.

## 4.5 Comando e controlo das grandezas do veículo elétrico

### 4.5.1 Comando em malha aberta com um modulador PWM

A implementação do comando em malha aberta recorre aos modelos apresentados nas Figura 4.1, Figura 4.5, Figura 4.12, juntando as entradas e as saídas, conforme está representado na Figura 4.13, sem recurso ao compensador.

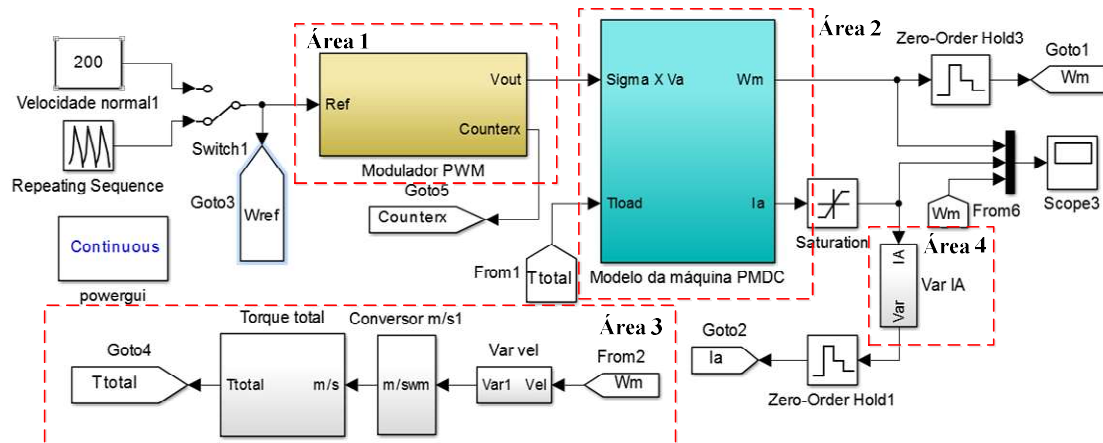


Figura 4.13 – Sistema completo em malha aberta com um modulador PWM sem compensador.

Nesta simulação aplicou-se um sinal de comando de entrada cujo perfil é apresentado na Figura 4.14. O sinal de comando era comparado com o modulador de PWM, representado pela área 1 da Figura 4.13, onde foi utilizada uma portadora de 10 kHz com uma amplitude de 300, para acionar o motor do veículo elétrico, representado pela área 2. Na área 3 está representado o modelo do binário resistente da Figura 4.1, que utiliza à sua saída a função *GoTo* para efetuar uma ligação sem colocar um fio no diagrama, correspondendo *GoTo* para *From*. A entrada corresponde à velocidade angular proveniente do modelo do motor PMDC.

A área 4 da Figura 4.15 corresponde a um bloco criado para simular a introdução de ruído, sendo que o seu diagrama de blocos está representado na Figura 4.15.

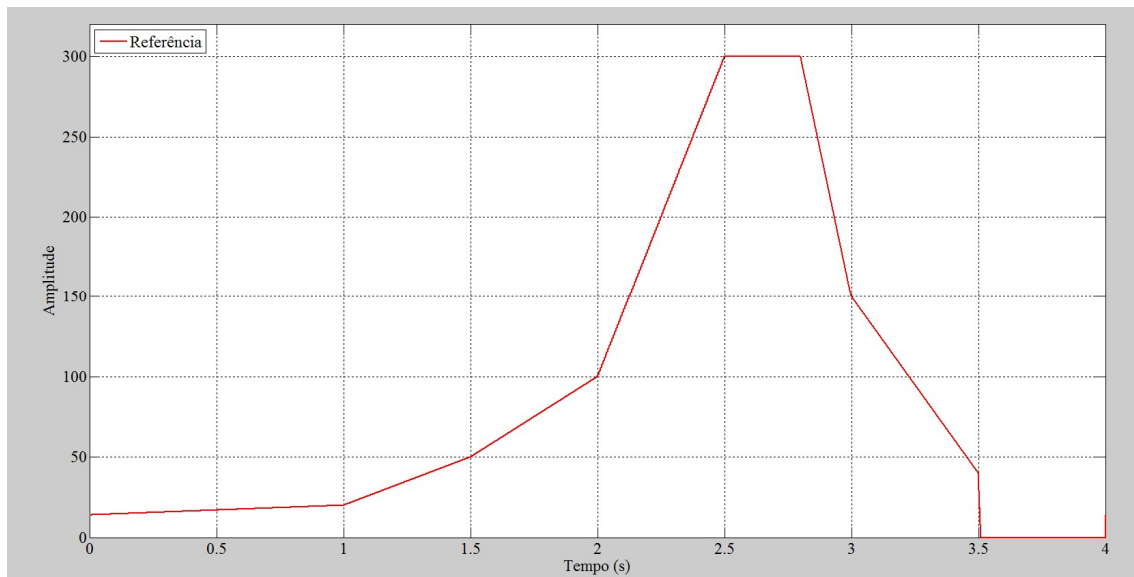


Figura 4.14 – Comportamento do sinal de comando do modulador PWM.

O sinal de comando foi definido com diferentes taxas de crescimento, para estudar o comportamento do veículo elétrico nas seguintes situações: aceleração suave (0 a 1 s), aceleração mediana (1 a 2 s), aceleração acentuada (2 a 2,5 s), velocidade constante (2,5 a 2,8 s), desaceleração acentuada (2,8 a 3 s) e desaceleração brusca entre (3 a 3,5 s) e parado o restante tempo (3,5 a 4 s).

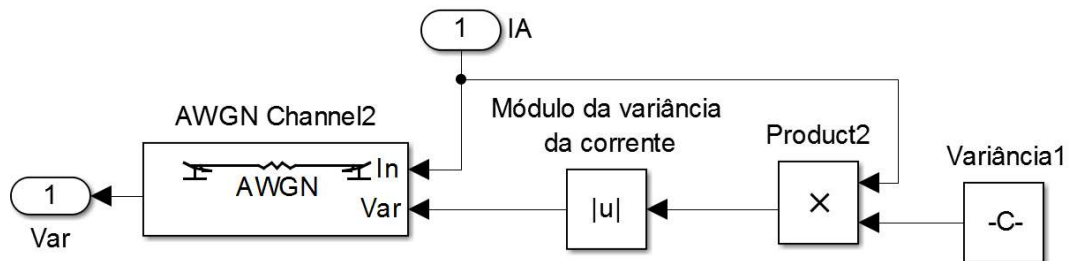


Figura 4.15 – Diagrama de blocos do gerador de ruído.

Para se induzir uma variância ao sinal da corrente, foi utilizado um bloco, designado de AWGN (*Additive White Gaussian Noise*), que adiciona ruído branco gaussiano.

Considerando uma variância nula, utilizando o sinal de controlo representado na Figura 4.14 e o sistema da Figura 4.13, obteve-se o resultado representado na Figura 4.16.

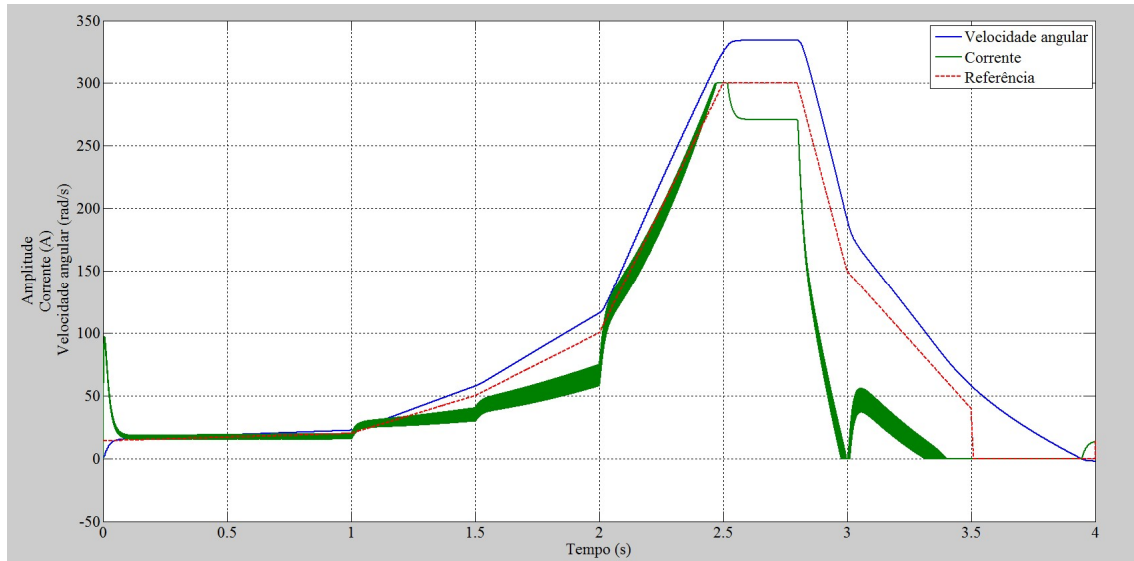


Figura 4.16 – Resposta do sistema em malha aberta, sem compensador e com um modulador PWM. Referência (vermelho tracejado); corrente (verde); velocidade de saída (azul pontuado).

Para uma maior aproximação à realidade foi aplicado um limitador da corrente no modelo matemático a 300 A. Pode-se verificar na Figura 4.16 que a referência é igual à apresentada na Figura 4.14, sendo que se verifica a aplicação de uma corrente inicial de aproximadamente 100 A, pois inicialmente foi aplicada uma amplitude de 14 no sinal de controlo, amplitude mínima necessária para iniciar o movimento do veículo. Em seguida verificou-se que a corrente aumenta gradualmente em função do aumento da referência. No instante 1s foi aumentada a referência novamente e verificou-se novamente a aplicação de um pouco mais de corrente. Este comportamento acontece sempre que existe uma mudança mais brusca do acelerador, de modo a fornecer corrente suficiente para manter o movimento do veículo, de acordo com o comportamento definido pela equação (3.25). No instante 2s verificou-se um aumento brusco, onde se verifica a aplicação de uma corrente maior. No entanto, assim que a velocidade atinge o seu máximo (2,6 s), a corrente baixa, pois como a velocidade atingida gera uma f.e.m. aproximadamente igual à tensão aplicada, a aplicação da corrente torna-se inútil, ou seja, a máquina chegou ao seu limite elétrico.

De seguida foi efetuada uma redução brusca verificando-se que a corrente também caiu abruptamente, pois não é necessária energia para efetuar uma redução de velocidade. No entanto, como no instante 3s ocorreu novamente uma mudança de velocidade, foi nesse instante necessário aplicar um pouco de corrente. Tal comportamento ocorre para se abrandar o ritmo de redução de velocidade e quando a velocidade atinge o seu mínimo a corrente absorvida é nula. A velocidade máxima registada neste sistema foi de 334 rad/s o que corresponde a 3189 rpm.

A modulação PWM deveria ter apresentado cerca de 40000 comutações (10 kHz), no entanto apresentou menos, visto terem ocorrido momentos em que não comutava, por estar no máximo ou no mínimo apresentando assim 35179 comutações, o que corresponde a 8794 kHz.

A corrente, mesmo sem compensação, apresentou um comportamento semelhante à referência, no entanto, isto poderia não acontecer em todas as situações, podendo gerar sobre-elevações, ultrapassando os limites. Sem a compensação, o motor absorve a corrente que necessita para obter um determinado movimento. Na Figura D.1 do Anexo D, foi eliminado o limitador de corrente, para verificar seu comportamento sem limitações. Também foram efetuados testes para outros ângulos de inclinação, aumentando o binário resistente, (resultados que estão no Anexo D). Verificou-se que o ângulo máximo com que o veículo elétrico seria capaz de se movimentar no seu limite de corrente (300 A), era de 10° de inclinação, atingindo ainda 30 km/h. Caso o ângulo aumentasse apenas mais 1°, o veículo já não teria a capacidade de se movimentar.

#### 4.5.2 Simulação em malha fechada

Foi feito a simulação de sistemas em malha fechada para observar o comportamento e identificar as vantagens e desvantagens destes sistemas em relação ao sistema em malha aberta.

##### 4.5.2.1 Controlo da corrente por modo de deslizamento

Considerou-se de seguida o sistema da Figura 4.17, com uma mudança na área 1, para um modulador de histerese, como o representado na Figura 4.11.

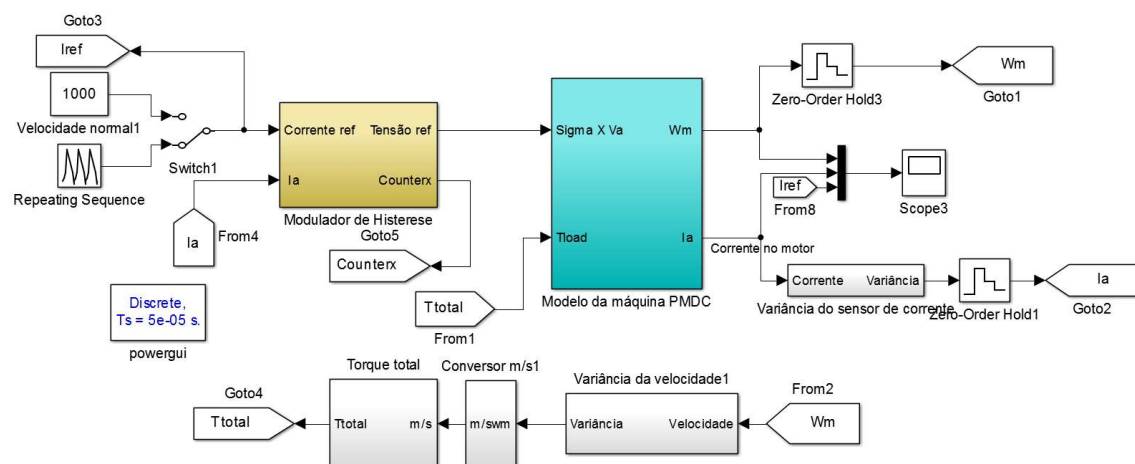


Figura 4.17 – Sistema com controlo de corrente, em modo de deslizamento.

Neste sistema era possível controlar a corrente no motor apenas comutando em função do erro, ou seja, se o erro fosse superior à gama definida, desligava, caso fosse inferior, ligava.

Neste sistema o modulador incluía um sistema de histerese em função da amplitude da corrente, para tentar minimizar o erro. Considerando uma entrada igual à apresentada na Figura 4.14, onde esta representa a corrente de referência, com um tempo de simulação de 4 segundos, obteve-se o resultado da Figura 4.18.

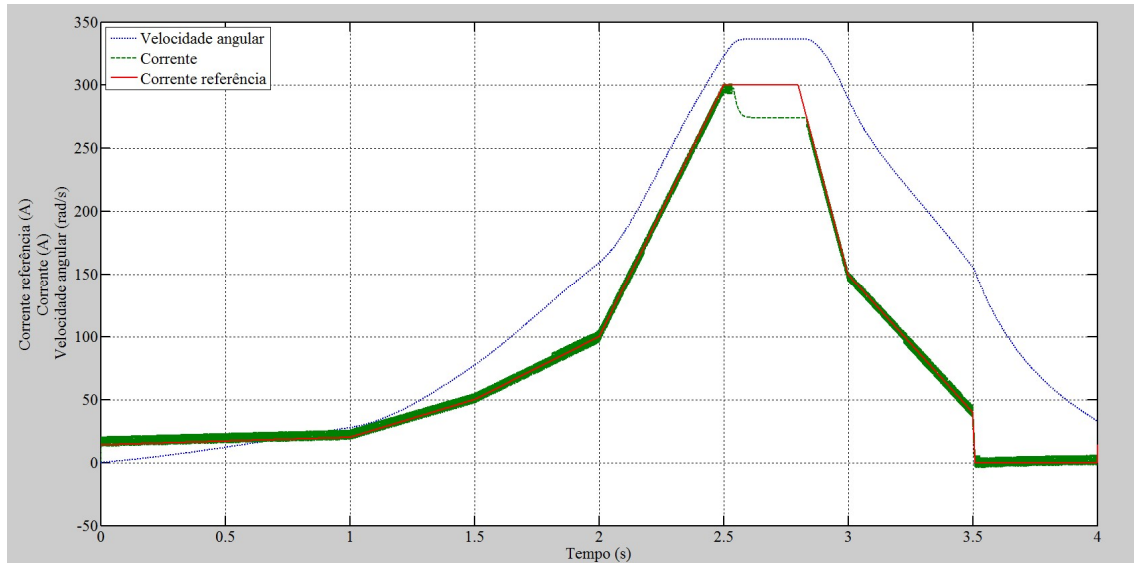


Figura 4.18 – Resposta do sistema sem compensador e com controle de corrente por histerese.

Pode-se verificar na Figura 4.18 que a corrente acompanha a referência dentro da gama de histerese adoptada, neste caso entre -1 e 1 A, à exceção do intervalo entre 2,6 – 2,8 s. Embora a zona de histerese esteja definida com uma amplitude de 2 A, o sistema não consegue responder rápido o suficiente, logo, a amplitude máxima obtida é de cerca de 8 A, isto deve-se ao facto de existir uma derivada da corrente aos terminais dos semicondutores, comportamento que não foi refletido na equação (2.1).

Relativamente ao número de comutações foi possível averiguar que, para se obter este resultado, o sistema teria de comutar 67101 vezes em 4 segundos, o que corresponde a 16,8 kHz, um valor superior ao controlo com PWM, isto porque a amplitude da janela de histerese escolhida é pequena em função da capacidade de variação da corrente neste sistema. Se esta gama fosse aumentada, para a mesma referência, haveria menos comutações e uma variação maior da corrente na armadura. Com seria de esperar, quando a máquina atinge a sua velocidade máxima, não é possível controlar a corrente, comportamento que ocorre na região entre 2,6 – 2,8 s, porque para um sistema do tipo redutor, se a tensão de saída se aproximar da tensão de entrada, este não é capaz de se ajustar.

Para a situação de aumento da inclinação (pior situação), aplicando a mesma corrente, verifica-se que o sistema reduz a velocidade e existe um atraso maior para se atingir a velocidade desejada. Na Figura 4.19 está representada a resposta do sistema a uma inclinação de 5°.

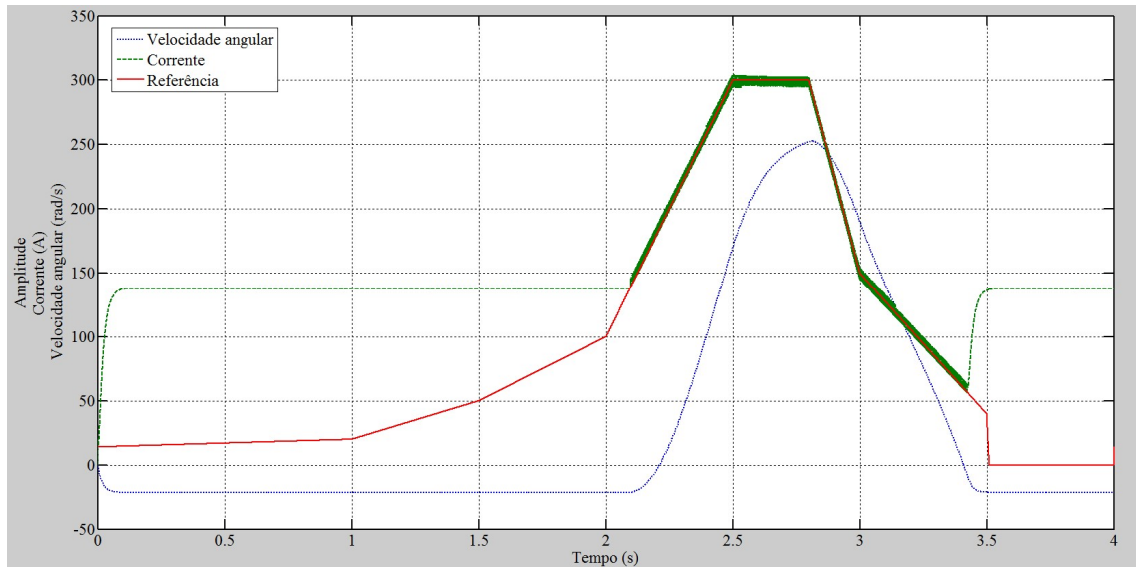


Figura 4.19 – Resposta do sistema com modulador em modo de histerese com uma inclinação de 5°.

Como se pode verificar, inicialmente a resposta é incerta pois o acelerador aplicado não é suficiente para ultrapassar a força necessária para se iniciar o movimento e o modelo matemático apresenta uma corrente tal que anula o movimento contrário quase na totalidade. No entanto, como era de esperar, no instante 2,2 s, a corrente aplicada já é suficiente para iniciar o movimento, e o veículo inicia o seu movimento, aplicando a corrente máxima. A velocidade máxima atingida foi apenas 252 rad/s, pois para a mesma corrente, e uma carga inferior, a velocidade teria que ser inferior. O comportamento da velocidade do sistema é tal que fica definido em função da equação (3.17). No final verificou-se novamente uma falta de corrente para manter o movimento do veículo, daí o modelo apresentar uma corrente que anula o movimento.

#### 4.5.2.2 Controlador clássico PI e PID de corrente

Foi dimensionado um sistema que recorria a um controlador PI para o controlo da corrente no motor. Para obter esse tipo de controlo foi implementado o sistema da Figura 4.20, com um módulo de compensação, representado a verde. De seguida, a sua saída era enviada para um modulador de PWM, para modular a onda e controlar a corrente injetada na armadura do motor.

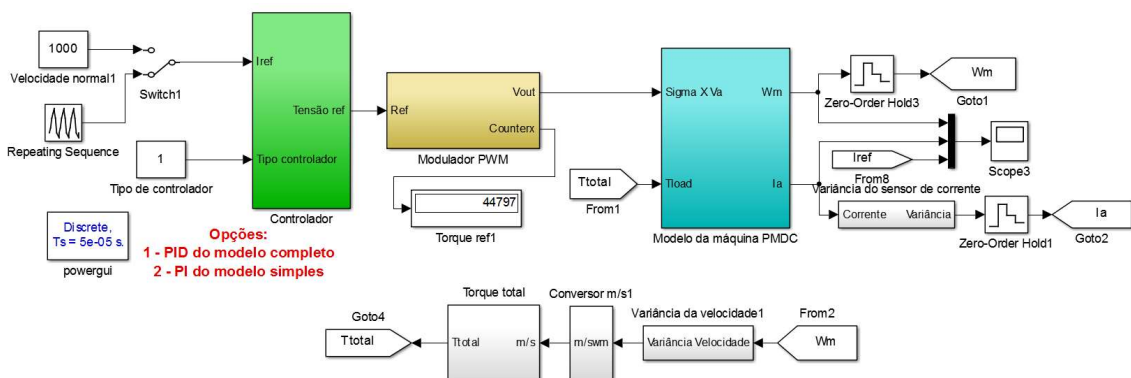


Figura 4.20 – Sistema com compensador de corrente e modulador de PWM.

Neste sistema foi utilizada a referência apresentada na secção 4.5.1, representada na Figura 4.14, e com as mesmas condições, ou seja, com um ângulo nulo. Na Figura 4.21 é apresentado o comportamento da corrente com a aplicação do compensador representado na Figura 3.8 e com os valores das constantes  $K_P$  e  $K_I$  dimensionadas pelas equações (3.29) e (3.30) com os valores do motor que se encontram no Anexo B, para um  $\omega_p=2,2$ .(tempo de subida do sistema), tempo este representado na Figura 4.4.

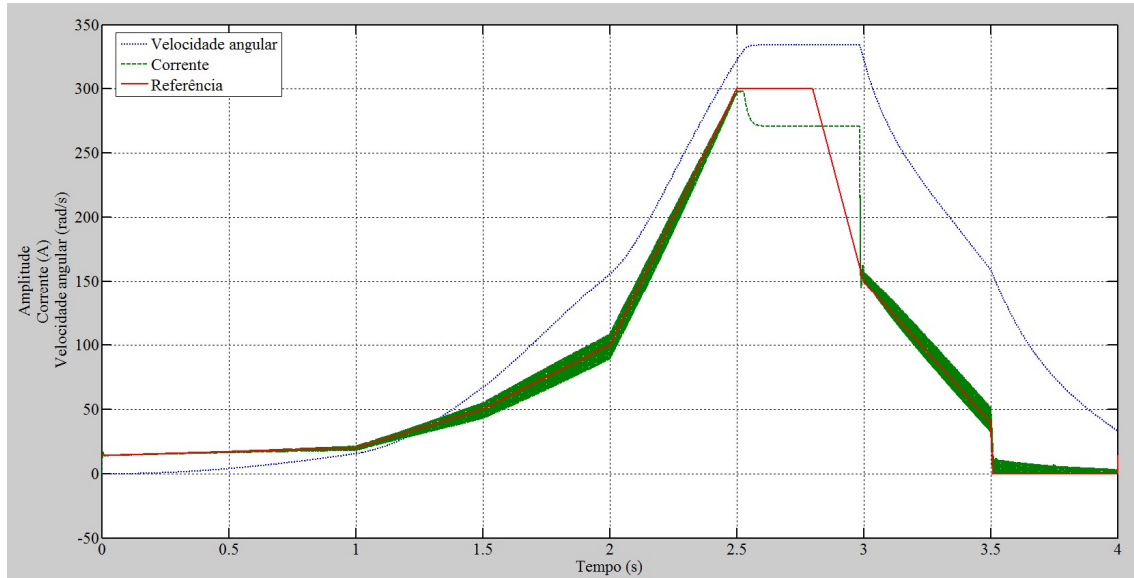


Figura 4.21 – Resposta do sistema com um compensador PI e um modulador PWM.

O compensador tomou os valores de 3,5167 para  $K_P$  e  $1,1155 \times 10^3$  para o  $K_I$ , originando os resultados da Figura 4.21. No entanto a resposta para estes valores não era satisfatória, pois gerava um ligeiro *over-shoot* em transições rápidas, como se verifica no instante 3s. Foi então feito um ajuste, reduzindo a componente integral a metade, originando os resultados da Figura 4.22. O comportamento observado foi semelhante ao apresentado no controlo de corrente por histerese, no entanto verificou-se uma variação ligeiramente superior na corrente junto à referência, chegando essa diferença a atingir 19 A. O comportamento verificado no instante 3s, corresponde ao atraso na resposta do compensador, que neste caso foi de 280 ms nas duas situações, pois a constante proporcional manteve-se igual, e é esta que define a velocidade de compensação.

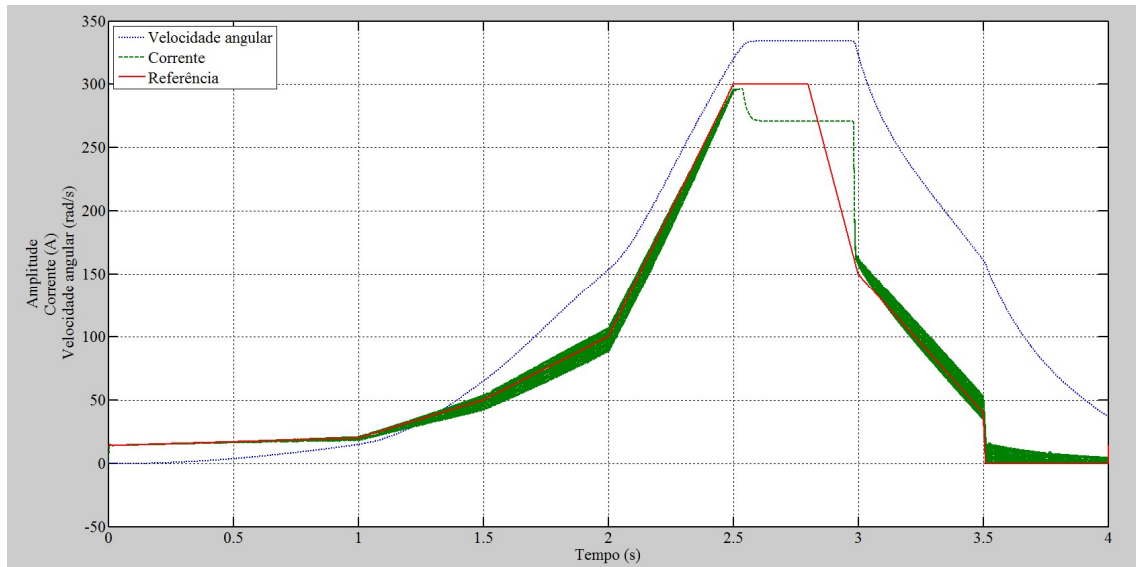


Figura 4.22 – Resposta do sistema com compensador P.I. e modulador de PWM.

A diferença da Figura 4.21 para a Figura 4.22 é apenas a redução das pequenas oscilações originadas no início e no instante 3 s, tornando o sistema mais estável. O atraso da resposta deve-se maioritariamente à resposta do compensador, pois este ultrapassa o limite e só quando o erro é suficientemente grande é que o compensador começa a baixar levando a que se inicie novamente a sua compensação só no instante 3s.

Foram feitos os testes de controlo de corrente com um compensador PID, dimensionado de acordo com a secção 3.4.3 e representado na Figura 3.9 que utilizou as equações (3.31), (3.32) e (3.33) e que está representado em Anexo D , na Figura D.4. Todos os testes foram efetuados estão representados no Anexo D .

Estes testes apresentaram o aumento da corrente em inclinações, como já havia sido observado nos testes anteriores.

#### 4.5.2.3 Controlador clássico PID de velocidade

Para o controlo de velocidade do sistema foi utilizada uma estrutura igual à da Figura 3.9, com as equações (3.31), (3.32) e (3.33), obtendo-se os valores para as constantes do PID de  $K_P= 44,2977$ ,  $K_I= 2,0974 \times 10^3$  e  $K_D= 0,1396$ . Considerando o sistema da Figura 4.20, com mudança das variáveis para a velocidade e do compensador para um PID, foi criado um controlador velocidade. Na Figura 4.23 está representada a resposta do sistema à referência indicada, com o uso do compensador PID.

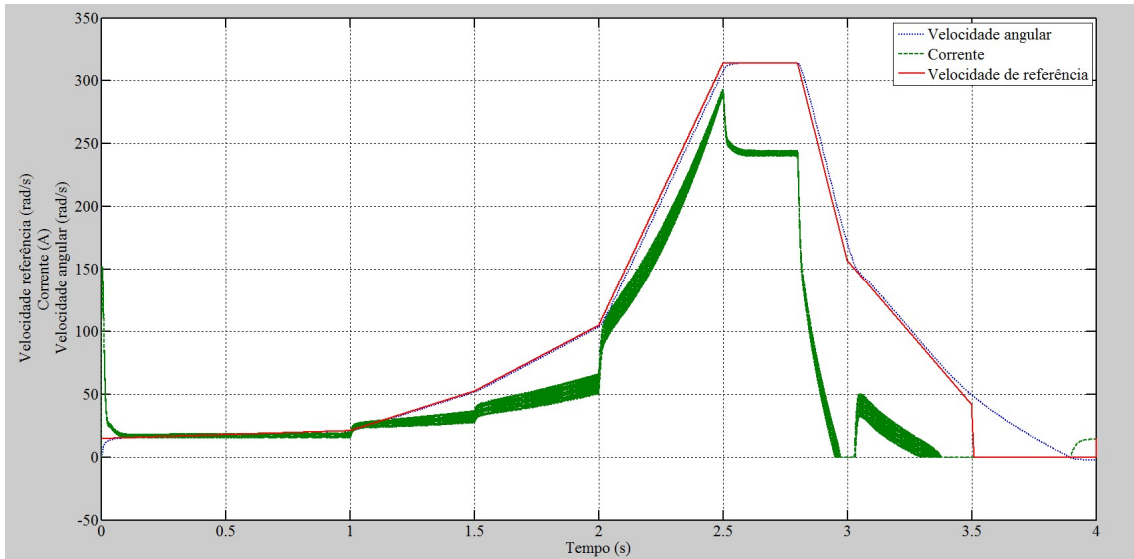


Figura 4.23 – Resposta do sistema com controle de velocidade e controlador PID.

Na Figura 4.23 observa-se um grande pico de corrente logo no instante inicial, para iniciar o movimento, sendo que em seguida a velocidade angular do motor acompanha sempre a referência e a corrente aplicada ao motor é tal que o binário elétrico gerado é ligeiramente superior ao binário resistente, verificado em simulação. O comportamento da corrente é semelhante ao do controle em malha aberta, com a particularidade da velocidade acompanhar a referência.

A utilização deste compensador fez com que existisse um ajuste rápido, o que levava a que a corrente injetada fosse maior, no entanto, foi testado um compensador PI de corrente para controlar a velocidade, da mesma forma que foi feito na secção anterior, com o controle da corrente com o PID dimensionado para a velocidade. Na Figura 4.24, é apresentado o resultado deste compensador PI para ajustar a velocidade de saída em função da referência aplicada.

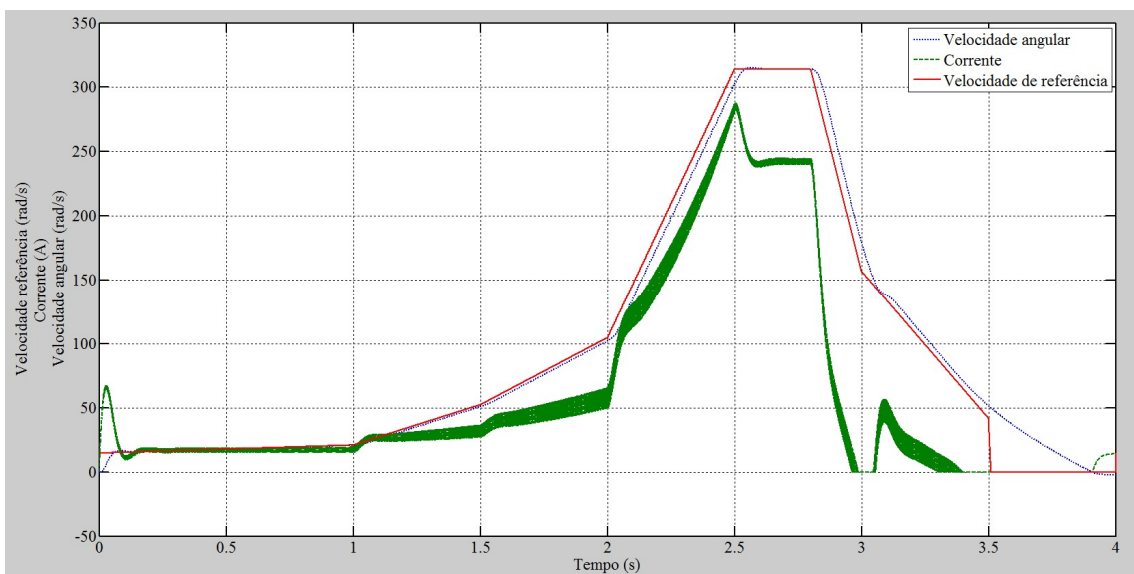


Figura 4.24 – Resposta do sistema com controle de velocidade e controlador P.I..

Como se pode verificar, ocorreu novamente uma sobre-elevação da corrente, que durou mais tempo e que foi menos acentuada, pois o acompanhamento da velocidade em relação à referência foi mais lento, mas o restante comportamento é semelhante ao da Figura 4.23.

Inicialmente foram necessários 60 ms e uma corrente de 66 A para que o motor atingisse a velocidade de referência. Este comportamento podia ser melhorado com o ajuste das componentes do compensador. Foi efetuado um teste para uma inclinação de 5° para verificar como o sistema respondia, obtendo-se o resultado da Figura 4.25.

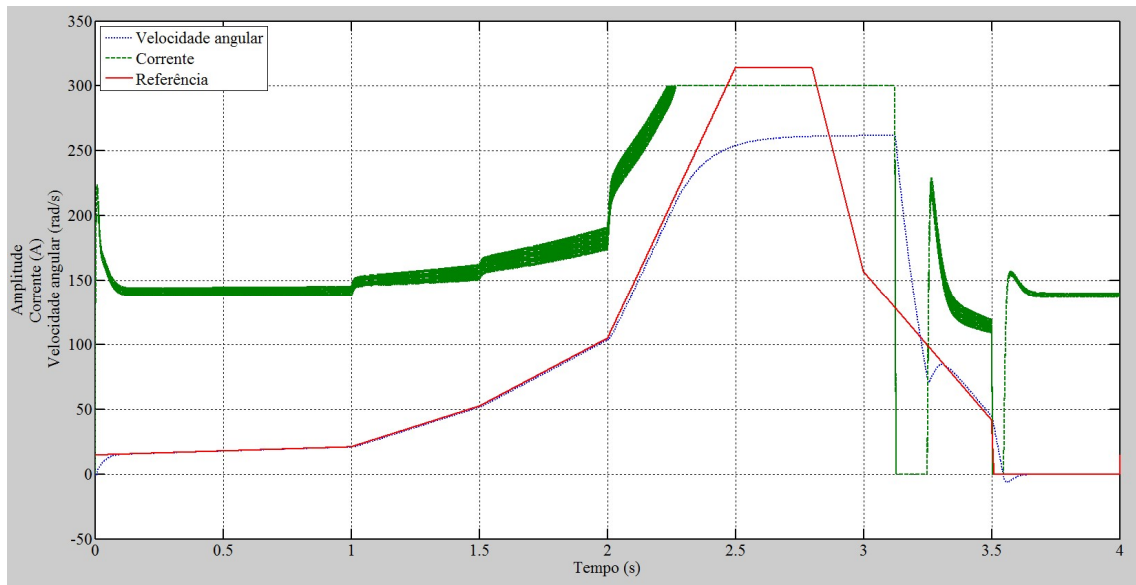


Figura 4.25 – Resposta do sistema com controlo de velocidade e controlador PID para uma inclinação de 5°.

Como se pode verificar, a corrente aumentou para se manter a velocidade desejada. No instante 3,25 s a corrente baixou dramaticamente e voltou a subir de seguida, para compensar a diferença entre a referência e a velocidade do motor, voltando a baixar em proporção. Este comportamento deve-se ao facto do integrador saturar. Este comportamento foi observado nas simulações, quando o valor do compensador aumentava enquanto não houvesse uma alteração na velocidade de referência e quando havia uma descida, este também iniciava a descida e ao baixar do seu limite começava a compensar corretamente, levando a estas variações bruscas.

No final, o comportamento é semelhante ao que se observou na primeira secção quando a referência era zero e a velocidade também. O modelo do veículo elétrico fazia circular uma corrente para manter a velocidade constante próxima de zero. Para evitar variações bruscas da corrente pode-se criar um sistema em que seja feita a compensação na velocidade com uma compensação interna da corrente, originando um controlo como será descrito na secção 4.5.2.4.

#### 4.5.2.4 Controlador de velocidade com controlo interno de corrente

Foi criado um modelo que utiliza dois compensadores, um de velocidade, controlo de malha externa, e outro de corrente, controlo da malha interna. A Figura 4.26 apresenta o sistema com um controlador de velocidade com um compensador PID e um compensador PI interno de corrente.

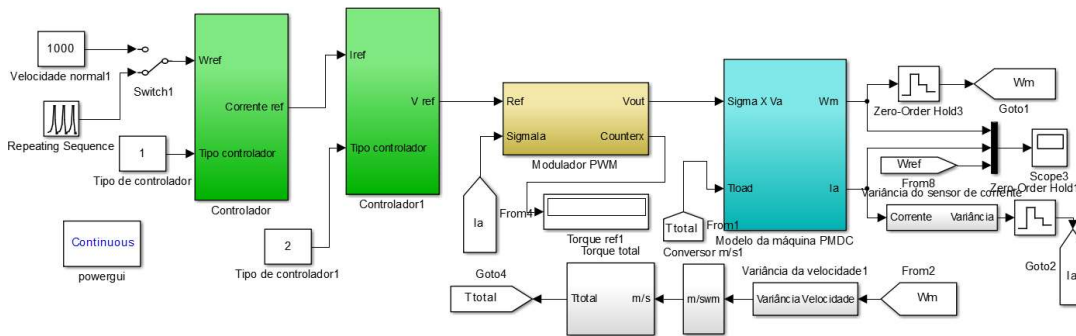


Figura 4.26 – Sistema com compensador de velocidade com compensador interno de corrente e modulador de PWM.

No esquema da Figura 4.26 pode-se verificar que existem dois tipos de compensadores, primeiro e mais exterior o de velocidade, que compara a velocidade e compensa-a; depois o mais interior, de corrente, que compensa a corrente em função da referência gerada pelo controlador de velocidade, ajustando assim o fator de ciclo em função da compensação gerada pelos dois. A Figura 4.27 apresenta a resposta do sistema a este método de controlo.

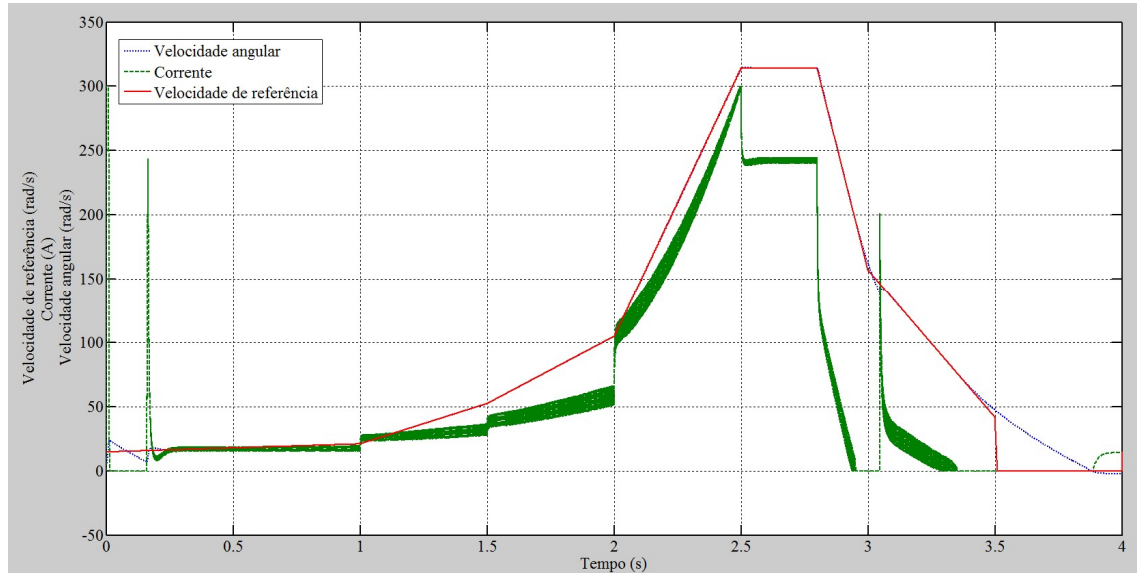


Figura 4.27 – Resposta do sistema com um controlador de velocidade com controlo de corrente interno.

Pode-se verificar que a velocidade acompanha a velocidade de referência, no entanto, o comportamento da corrente é definido em função do compensador aplicado, neste caso rápido, o que leva a apresentar uma sobre-elevação nos instantes iniciais, e depois estabiliza. Este comportamento pode levar à utilização de um limitador de corrente. Pode ser suavizado com o ajuste dos compensadores à resposta do compensador de corrente. No entanto este ajuste influencia o comportamento do sistema, podendo piorar a sua resposta ao ajuste de velocidade.

Na Figura 4.28 é apresentado o comportamento do sistema para uma inclinação de 5°, tal como já havia sido feito em simulações anteriores.

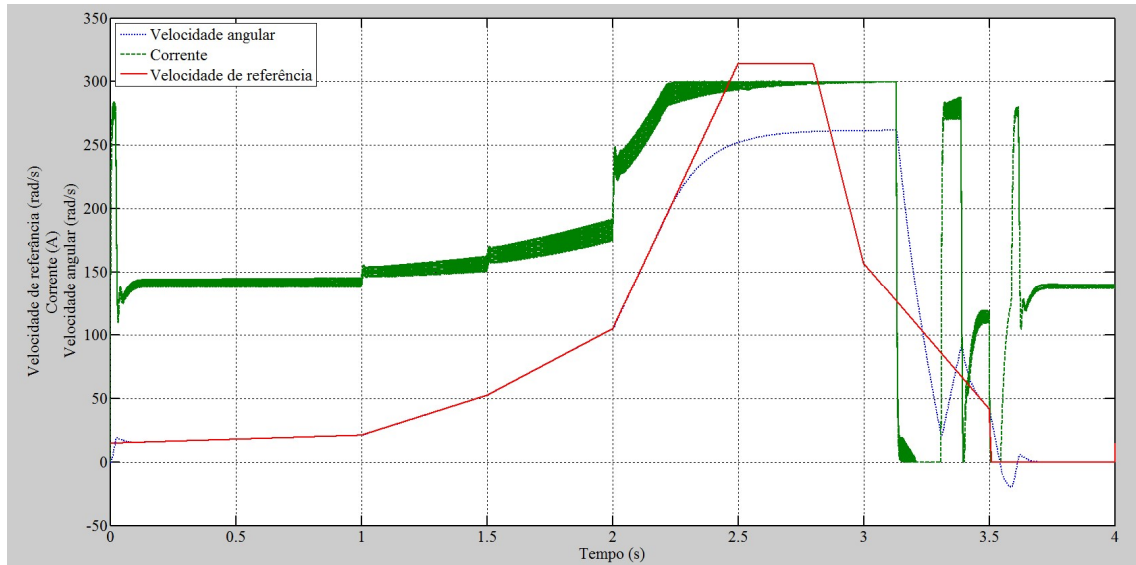


Figura 4.28 – Resposta do sistema com um controlador de velocidade com controle de corrente interno para uma inclinação de 5°.

Como seria de esperar, a corrente média necessária é muito superior à anteriormente observada (Figura 4.27), sendo o comportamento muito semelhante, com um pico de corrente inicial para se atingir a velocidade inicial da referência. Quando a velocidade baixa, existe uma queda abrupta da corrente, a velocidade também sofre uma variação brusca, que tem que ser compensada novamente, isto acontece por se ter um compensador de corrente muito rápido e um de velocidade que satura, e por isso demora a responder. Tendo em conta que é utilizado um sistema DC-DC redutor unidirecional, não se consegue compensar com uma corrente negativa.

## 4.6 Conclusão

Neste capítulo foi possível verificar em simulação o comportamento do veículo elétrico em função das equações da dinâmica, (3.15) e (3.16), dimensionadas na secção 3.2. Isto permitiu analisar o comportamento da corrente e da velocidade em diversas situações de funcionamento de um veículo elétrico.

Foram criados modelos de simulação para as diversas fases de controlo do veículo elétrico, começando pelo modelo físico do veículo elétrico, que define o comportamento do veículo elétrico no seu meio, podendo ser ajustados diversos parâmetros, entre os quais as características da sua massa, rodas, bem como características externas como o vento e a inclinação. Foi feita uma análise das forças geradas por estas variáveis em função da velocidade, obtendo-se assim a reta característica do binário resistente.

Verificou-se que, num modelo onde não existia qualquer tipo de controlo, designado por malha aberta, o comportamento da corrente não era controlável, era incerto, pois se a aceleração fosse suave esta tendia a ter o mesmo comportamento,

subida suave, mas se fosse feito um arranque brusco esta podia disparar para valores fora dos limites da máquina, conforme se verificou na equação da dinâmica.

Foram implementados diversos tipos de controlo em malha fechada, entre os quais, controladores em modo de deslizamento, nos quais não foi utilizado qualquer tipo de compensador e outros com compensadores clássicos PID.

Na primeira situação, com o modulador em deslizamento, verificou-se que a corrente acompanhava a corrente de referência, no entanto ao atingir-se a velocidade máxima, não foi possível controlar a corrente, isto porque a f.e.m. aproximou-se da tensão aplicada, impossibilitando a injeção de mais corrente, por ser um conversor DC-DC redutor unidirecional. Por outro lado, verificou-se uma resposta instantânea ao estímulo, comportamento que não se verificou nos restantes modelos, em que se utilizou um compensador, induzindo um atraso para limitar a corrente. O comportamento da corrente nos restantes modelos foi semelhante, com a exceção do atraso no acompanhamento da corrente e da velocidade.

Como trabalho futuro devem ser testados outros comportamentos e valores de compensadores para se tentar melhorar o desempenho e verificar outras situações que podem ocorrer, bem como outros métodos de ajuste de compensadores para comparar com os resultados obtidos.

## 5 Implementação do veículo elétrico e obtenção de resultados experimentais

Neste capítulo descreve-se a implementação do veículo elétrico utilizando os moduladores e compensadores descritos no capítulo 3, utilizando um conversor DC-DC redutor unidirecional ou um conversor DC-DC redutor em ponte H, a funcionar a 10 kHz, recorrendo a um modulador de PWM e utilizando microcontroladores da *Texas Instruments, Tiva C Series TM4C123GXL launchpad*, a funcionarem com processamento paralelo e distribuído.

O processo de escolha de equipamento, construção e montagem são explicados, detalhadamente, ao longo do capítulo. Descrevem-se também os circuitos de monitorização, acionamento e registo de informação com multiprocessamento.

### 5.1 Dimensionamento prático e implementação

O circuito do veículo elétrico era constituído por um conversor DC-DC redutor em ponte H ou por um conversor DC-DC redutor, circuitos de acionamento e circuitos de monitorização (da corrente no motor e da velocidade de rotação) um conjunto de baterias, que armazenavam a energia para fazer rodar o motor, alimentavam os microcontroladores, que estavam programados para implementar os compensadores, e um sistema para registar a informação em cartão SD. Os microcontroladores foram programados para funcionar com processo distribuído e paralelo com comunicação SPI.

#### 5.1.1 Conversor DC-DC redutor em ponte H

O conversor DC-DC em ponte H era constituído por dois módulos IGBT de meia ponte da *Powerex*, modelo CM400DY-12NF [58], capazes de funcionar a uma tensão de 600 V e com uma corrente de 400 A.

Este módulo é capaz de comutar com uma frequência até 666 kHz, no entanto não foi essa a frequência utilizada para este sistema, pois a essa frequência a potência dissipada seria demasiado elevada (podendo atingir 1130 W).

O acionamento deste módulo foi feito com um módulo *driver* da *Semikron*, SKHI 22-A [59], capaz de controlar dois IGBT, o que corresponde a meia ponte. Este módulo integra transformadores de isolamento, proteção de tensão baixa (13 V), monitorização da tensão  $V_{CE}$  para evitar o curto-circuito e um trinco (*latch*) de erro. No acionamento é possível alterar o tempo de banda morta entre sinais para a ponte, que utiliza tecnologia CMOS (*Complementary Metal-Oxide-Semiconductor*) nas entradas. A sua frequência máxima de operação do acionamento é 50 kHz, cumprindo também os requisitos para o sistema.

Considerando o esquema do Anexo E , e recorrendo à informação do *datasheet* [58], foi necessário utilizar as seguintes fórmulas:

$$V_{CEsat}(V) = \frac{10R_{CE}(k\Omega)}{10 + R_{CE}(k\Omega)} - 1,4 \quad (5.1)$$

$$t_{min} = \tau_{CE} \cdot \ln\left(\frac{15 - V_{CEsat}(V)}{10 - V_{CEsat}(V)}\right) \quad (5.2)$$

$$\tau_{CE}(\mu s) = C_{CE}(nF) \frac{10R_{CE}(k\Omega)}{10 + R_{CE}(k\Omega)} \quad (5.3)$$

$$\frac{U_{pull-up}}{R_{error}} < 15mA \quad (5.4)$$

onde  $V_{CEsat}$  é tensão mínima da porta (*gate*) para o emissor (*emitter*) para monitorização (V),  $R_{CE}$  é a resistência ( $\Omega$ ) necessária para se obter a tensão de monitorização  $V_{CEsat}$ ,  $t_{min}$  é o tempo de monitorização (ns) de  $V_{CEsat}$ ,  $\tau_{CE}$  é a constante de tempo,  $C_{CE}$  é o valor do condensador (C) para obter a constante de tempo desejada,  $U_{pull-up}$  é a tensão de *pull-up* (V) e  $R_{error}$  é a resistência ( $\Omega$ ) respectiva, que mantém a corrente inferior a 15 mA.

Tendo em conta que as características dos IGBT sugeridos pela Semikron, SKM XX 123, são semelhantes às dos utilizados neste projeto, muitos dos valores utilizados são iguais aos sugeridos e, como tal, os valores utilizados estão apresentados na Tabela 5.1.

Tabela 5.1 – Parâmetros utilizados no dimensionamento dos *drivers*.

Parâmetro	Valor
$R_{CE}$	18 k $\Omega$
$C_{CE}$	0,33 nF
$R_{error}$	1 k $\Omega$

Foi ainda necessário utilizar duas resistências para a *gate*, para ativar e desativar o IGBT,  $R_{on}$  e  $R_{off}$ , sendo sugerida a utilização de resistências superiores a 3  $\Omega$  em ambos os casos. No *datasheet* do IGBT da *Powerex* mencionam 3,1  $\Omega$  nos seus testes, mas utilizou-se uma resistência de 3,3  $\Omega$ , por estar disponível em laboratório. Este valor define a quantidade de corrente que pode ser injetada na *gate*, que por sua vez aumenta ou diminui a velocidade de polarização.

O sinal de comando advém de um microcontrolador *Tiva C* que gera um sinal PWM para o controlo dos *drivers* e consequentemente dos IGBT.

Para a utilização destes equipamentos foi necessário dimensionar os circuitos e recorrer ao programa *Multisim/Ultiboard* para a criação das placas de controlo, criando-se assim uma plataforma firme para a montagem, um requisito fundamental para este projeto. O dimensionamento foi feito com base no esquema do Anexo E , e nos valores definidos na Tabela 5.1, bem como nos valores de  $R_{on}$  e  $R_{off}$  apresentados anteriormente, criando-se a placa que se encontra no Anexo E , Figura E.2. Essa placa apresenta a particularidade de ter duas portas lógicas, uma inversora, SN74LS05 [60], e outra não inversora, SN74LS07N [61], de coletor aberto, isto porque era necessário induzir o mesmo atraso em cada sinal e porque, utilizando uma porta inversora para o mesmo

sinal que a não inversora, elimina-se a possibilidade de estar um sinal igual nas duas portas, evitando o curto-circuito da ponte, bem como a utilização de uma resistência de *pull-up* para elevar a tensão para o nível desejado, neste caso para 15 V. A Figura 5.1 apresenta as placas de acionamento dos IGBT.

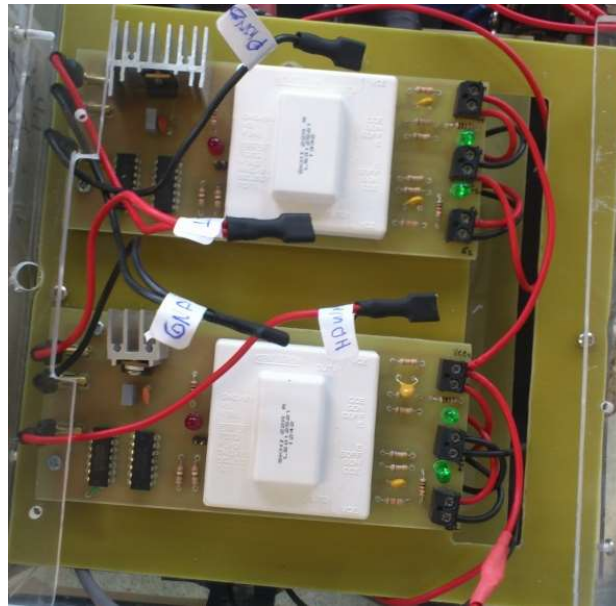
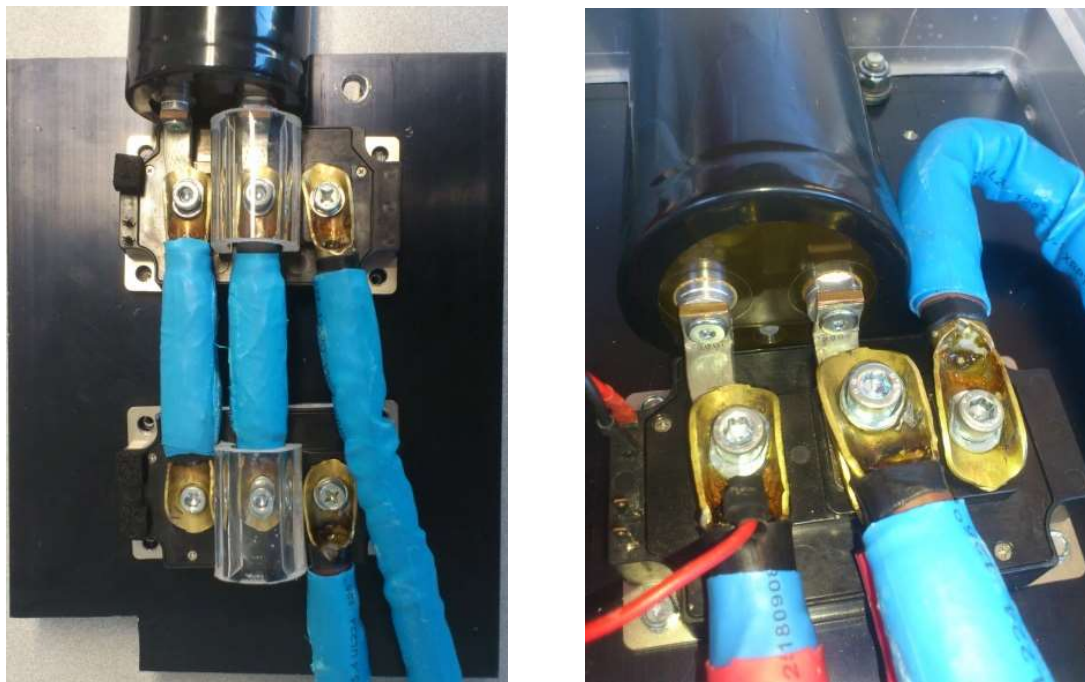


Figura 5.1 – Placas dos drivers SKHI 22A.

Foi efetuada a montagem do conversor DC-DC redutor em ponte H como representado na Figura 3.3, e do redutor como está representado na Figura 3.5. Na Figura 5.2 está representada a montagem prática do conversor DC-DC redutor em ponte H e de redutor DC-DC, tendo sido utilizado um diodo de *flyback* do IGBT para a sua construção.



(a) (b)  
Figura 5.2 – Montagem dos IGBT. (a) Em ponte H; (b) redutor.

### 5.1.2 Condicionamento de sinal e criação de placas PCB

Na implementação de um veículo elétrico é necessário efetuar a monitorização de diversas grandezas, nomeadamente, a corrente na armadura do motor, a tensão das baterias, a velocidade do motor, bem como a temperatura de alguns dispositivos.

Nesta secção descrevem-se os sensores e circuitos de condicionamento de sinal à entrada do ADC do microcontrolador (que aceitava sinais entre 0 e 3,3 V<sub>DC</sub> com uma impedância de 20 k $\Omega$ ).

O sensor de corrente, LEM HTFS – 400 [62], capaz de medir correntes DC, AC e impulsos, apresenta isolamento galvânico entre o primário e o secundário. Tendo em conta que os microcontroladores só admitem tensões entre 0 e 3,3 V à entrada do seu ADC (*Analog to Digital Converter*), e como o sensor disponibiliza uma porta para colocar uma tensão de referência, foi efetuado um desvio da sua referência de zero para uma tensão de 1,5 V no sensor.

A Figura 5.3 apresenta o circuito utilizando para a ligação do sensor de corrente, adaptado para a regulação de  $V_{ref}$ .

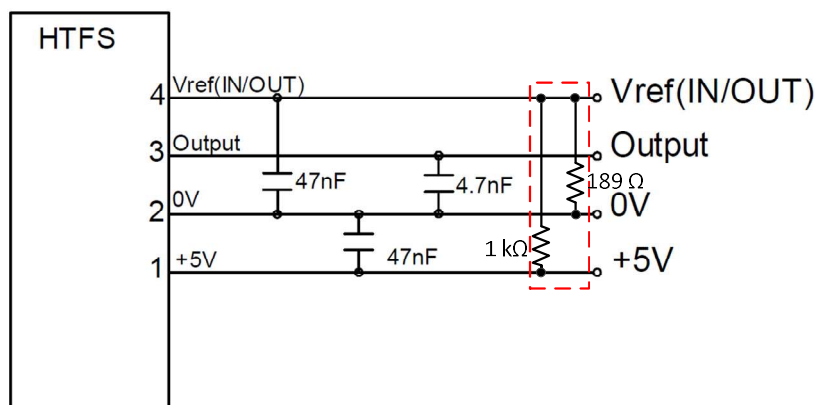


Figura 5.3 – Circuito de condicionamento de sinal do sensor de corrente HTFS – 400, adaptado de [61].

Na Figura 5.3 estão representadas as respetivas entradas e saídas, sendo que  $V_{ref}$  refere-se à tensão de referência para o sensor de corrente, e *output* refere-se à saída do sinal medido.

Nos microcontroladores foi necessário fazer a aquisição da tensão para o valor do compensador. Para tal foi necessário recorrer a um isolamento da parte de potência para a parte de controlo, e isso foi feito com recurso a dois reguladores NMS1215C [63], com isolamento interno, que com uma entrada de 12 V, que apresentam duas saídas de +15 V e -15 V com massa comum, necessário para alimentar um amplificador com isolamento, ISO124p [64], usado para monitorizar tensões DC à entrada e para representar as mesmas à saída. A Figura 5.4 representa o esquema de ligação de um sensor de tensão com isolamento.

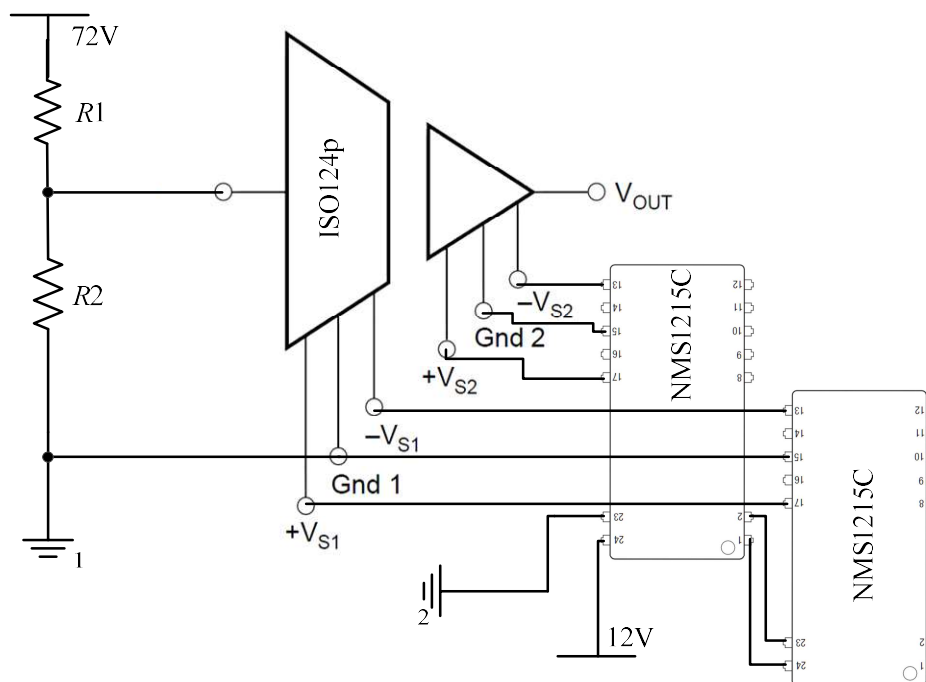


Figura 5.4 – Sensor de tensão com isolamento.

Visto a saída só poder ser representada entre 0-3,3 V foi novamente utilizando um divisor resistivo à entrada, para reduzir a tensão das baterias e, assim, possibilitar a leitura do valor da tensão dentro dos limites 0 - 3,3 V.

Na Figura 5.4 está representado o circuito elétrico do sensor de tensão, sendo que os dois conversores DC-DC com isolamento têm a mesma massa de entrada, mas apenas um deles apresenta a mesma massa que as baterias do veículo elétrico. Isto permite manter o isolamento necessário para a monitorização da tensão. O divisor resistivo foi dimensionado para que a tensão máxima a ser monitorizada fosse de 82,8 V, pois esse valor correspondia à tensão das baterias logo após o seu carregamento (13,8 V por bateria), obtendo-se uma tensão de 3,3 V à entrada do amplificador de isolamento com ganho unitário. Para se obter este resultado, a resistência  $R_1$  tomou o valor de 27 k $\Omega$  e  $R_2$  o valor de 1 k $\Omega$ .

Uma importante parte de todo o sistema era o acelerador, era um potenciômetro de 7,62 k $\Omega$  e que utilizava um divisor de tensão para dimensionar a tensão de entrada do microcontrolador.

O acelerador inclui também um interruptor de duas posições, que permitia saber se o acelerador se encontrava pressionado ou não, sendo utilizado para segurança do sistema. Na Figura 5.5 está representado o acelerador electrónico, com duas áreas definidas.

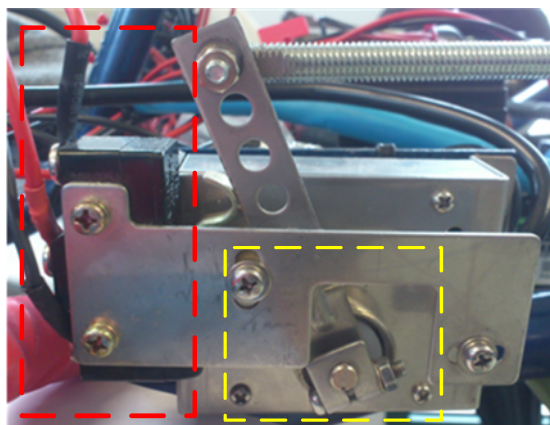


Figura 5.5 – Acelerador eletrônico com interruptor incorporado.

Na primeira área, mais à esquerda com linha tracejada, encontra-se o interruptor, com a capacidade de obter duas posições, ou seja, tem uma ligação comum e depois é possível obter dois estados. Na segunda área, linha amarela, encontra-se o potenciômetro, com duas saídas, ambas com a mesma amplitude de variação de  $7,62 \text{ k}\Omega$ , mas para intervalos diferentes, um de  $0-7,62 \text{ k}\Omega$  e outro de  $4,60-12,22 \text{ k}\Omega$ . Este facto foi utilizado para manter redundância no sistema.

Estes dois sistemas foram dimensionados para que pudessem ser utilizados no microcontrolador. Esse dimensionamento é apresentado na Figura 5.6.

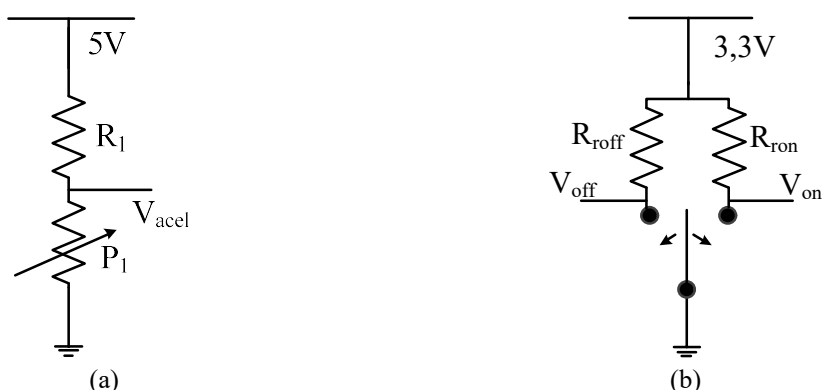


Figura 5.6 – Circuito de condicionamento de sinal do acelerador eletrônico. (a) Potenciômetro; (b) interruptor.

Na Figura 5.6 (a)  $R_1$  representa a resistência constante do divisor, que toma o valor de  $4,7 \text{ k}\Omega$  e  $P_1$  o potenciômetro do acelerador, para que a saída ( $V_{accel}$ ) tome no máximo um valor de  $3,3 \text{ V}$ . Na Figura 5.6 (b)  $R_{ron}$  e  $R_{roff}$  são tais que garante que o limite de  $25 \text{ mA}$  na porta do microcontrolador não seja ultrapassado, tendo sido escolhido o valor de  $10 \text{ k}\Omega$  para ambas. A tensão  $V_{on}$  e  $V_{off}$  é a tensão verificada pelo microcontrolador nos estados do interruptor.

O sensor de velocidade utilizado foi um 55505 da *Hamlin* [65], um sensor de efeito de *Hall*, que deteta materiais ferrosos, e que foi colocado junto ao eixo do veículo elétrico para contabilizar o número de rotações por segundo que esse eixo efetuava. Na Figura 5.7 está representado o circuito interno do sensor de efeito de *Hall*, sendo apresentados os três terminais externos,  $VDD$  e  $GND$ , que representam a alimentação, e  $OUTPUT$ , que representa a saída do sinal.

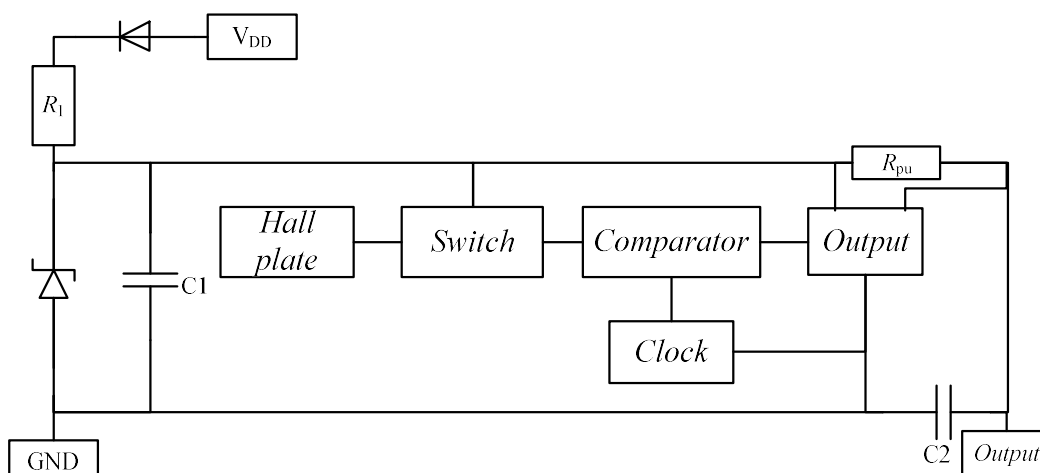


Figura 5.7 – Circuito interno do sensor de *Hall*, adaptado de [65].

Após a verificação das características do sensor, no *datasheet*, foi aplicada uma tensão de 5 V ao sensor e ligou-se uma porta não inversora à saída *Output*, isto porque era necessário um método para eliminar as contagens demasiado rápidas (*debouncer*).

Para segurança dos dispositivos implementados, foi colocado um porta fusíveis na placa, com um fusível com a capacidade de suportar 2 A. Caso algum curto-circuito ocorresse em algum dos pontos da placa, este teria a capacidade de rapidamente desligar o circuito.

A placa também incluía reguladores de tensão, mais propriamente um L7805CV [66] e um LM317 [67], para permitir alimentar os diversos dispositivos, cada um com as suas próprias características. Nestes foram utilizados condensadores, como o respetivo *datasheet* sugeria, para se obter uma saída mais estável. A Figura 5.8 representa o esquema de ligação para obter à saída ( $V_{OUT}$ ) uma tensão de 3,3 V.

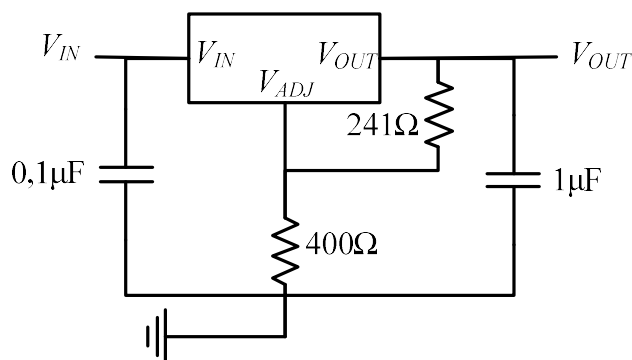


Figura 5.8 – Esquema de ligação do regulador LM317 para uma saída de 3,3 V.

Para o caso do L7505CV, o pino  $V_{ADJ}$ , dá lugar a um pino ligado à massa, e as resistências desaparecem, sendo os condensadores alterados conforme sugerido no *datasheet*, sendo que a saída passa a ser de 5 V.

A placa foi criada com conectores capazes de manter a ligação mesmo em caso de vibração, tendo ainda sido utilizado um cabo DB15 para enviar todos os sinais necessários para o funcionamento de um LCD (*Liquid-Cristal Display*), onde eram

representados todos os dados relevantes para o condutor durante a condução. A Figura 5.9 representa as ligações utilizadas na ficha DB15 para o LCD.

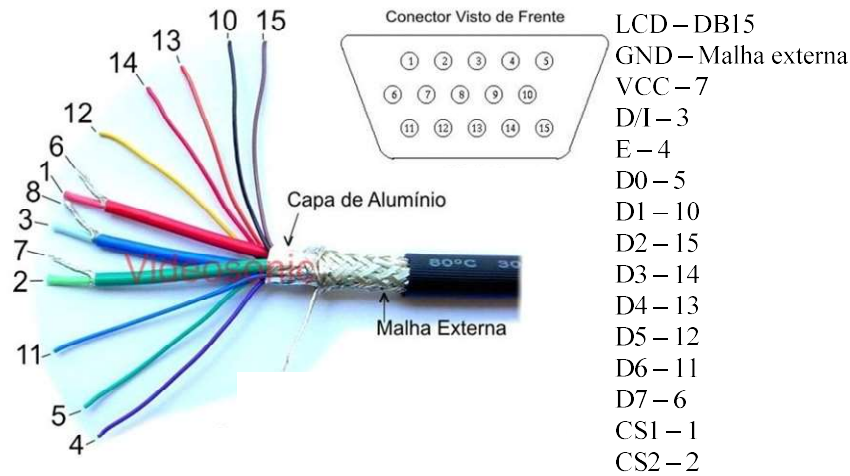


Figura 5.9 – Ligações do LCD à ficha DB15.

Estas ligações eram as necessárias, pois também existia uma ligação de 5 V para a alimentação do LCD, bem como uma placa específica para a sua fixação.

Um leitor/gravador de cartões foi posicionado na orla da placa, de forma a se poder colocar e remover com facilidade o cartão. Esse cartão era usado para registar os dados relativos aos testes efetuados, sendo que o cartão tinha uma capacidade de 2 Gb, capacidade suficiente para gravar um ficheiro de texto com os valores dos sensores durante 168 horas. Este periférico apresentava 6 pinos, sendo eles dois de alimentação (*Gnd* e *Vcc* = 5 V), CLK (*Clock*), SS (*Signal Select*), MISO (*Master In Slave Out*) e MOSI (*Master Out Slave In*) para comunicação SPI.

Foi também instalado um acelerómetro ADXL335 [68] para que fosse possível registar as forças que eram aplicadas ao veículo elétrico e também para verificar as inclinações, que poderiam afetar o seu desempenho, alterando dinamicamente o controlador em função da inclinação. A Figura 5.10 representa o esquema de ligação do acelerómetro.

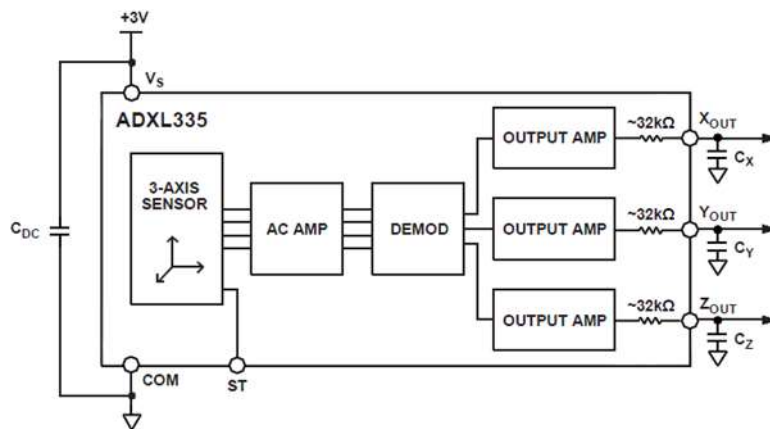


Figura 5.10 – Circuito de dimensionamento do acelerómetro, adaptado de [68].

Como se pode verificar, a alimentação deveria ser efetuada através de uma fonte de 3 V, mas foi utilizada uma de 3,3 V, pois encontrava-se dentro dos níveis aceitáveis. Para  $C_x$ ,  $C_y$  e  $C_z$  foram utilizados condensadores de 0,1  $\mu\text{F}$ , como sugerido no *datasheet*.

Considerando que um veículo elétrico deve ser uma estrutura adaptativa e melhorável, foram deixadas na placa duas portas com a capacidade ADC ou I/O (*Input/Output*) digital para futuras ligações que pudessem ser necessárias.

Finalmente foi colocado um encaixe (*socket*) para a utilização de um ATmega328 [69] e uma porta para utilização de sensores de temperatura digitais DS18B20 [70], que recorrem a apenas a 1 fio para a comunicação com diversos sensores. Por sua vez o ATmega328 tinha uma ligação com um *Tiva C*, para poder gerar uma interrupção quando a temperatura ultrapassasse os limites definidos. A Figura 5.11 apresenta o sensor de temperatura DS18B20 com o respetivo circuito que permite efetuar a leitura da temperatura com o ATmega328.

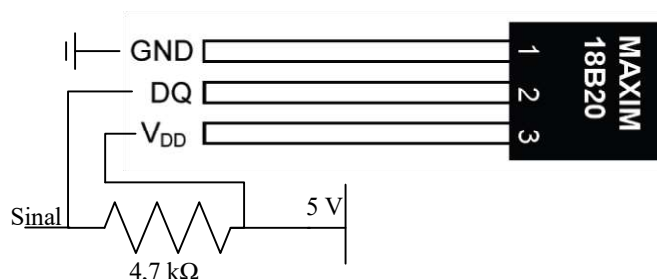


Figura 5.11 – Circuito de condicionamento do sensor de temperatura.

O *Sinal* eraligado a uma porta digital do ATmega328 para se efetuar a leitura da temperatura periodicamente. Para este sistema foi criada a placa que está representada no Anexo F .

### 5.1.3 Baterias

As baterias utilizadas no veículo elétrico foram de AGM da Varta, de ciclo profundo, de 70 Ah, com um peso de cerca de 28 kg cada, num total de 6 baterias, para se obterem os 72 V desejados.

Devido à utilização destas baterias, o veículo elétrico transportava um peso de 168 kg, só em baterias. A energia total disponível era de 5,040 kWh, no entanto, se for salvaguardado 20 % da carga no final, para não danificar as baterias, a energia disponível era de 4,032 kWh. Comparativamente com as baterias de *lithium*, estas baterias apresentam uma densidade de potência 30 % inferior e apresentam uma relação custo/energia de 30,89€/kWh.

O valor das baterias utilizadas foi cerca de 53 % inferior a um pacote de baterias de *lithium* com capacidade equivalente.

Como as baterias de AGM não têm a capacidade de debitar corrente como as baterias de *lithium*, ou seja *C-rate*, foi decidido ter uma capacidade maior nas baterias, para se poder debitar até 2 C contínuo sem as danificar, o que correspondia a 140 A.

A escolha destas baterias levou a que o veículo elétrico tivesse o dobro do peso em baterias quando comparado com as de *lithium*.

### 5.1.4 Microcontrolador

Neste projeto utilizaram-se microcontroladores da *Texas Instruments*, designados *Tiva C TM4C123GXL* (TM4C123GH6PM), com a capacidade de funcionar até 80 MHz, que contêm diversos módulos reprogramáveis. A Figura 5.12 apresenta um módulo TM4C123GXL utilizado no projeto do controlador [71].



Figura 5.12 – *Tiva C Series – TM4C123GXL launchpad*.

A comunicação entre os microcontroladores foi feita em SPI (*Serial Peripheral Interface*), que neste microcontrolador tem a designação própria de SSI (*Synchronous Serial Interface*), e foi o elemento essencial no processamento distribuído. É possível utilizar estes dispositivos em modo *master* ou *slave* (mestre ou escravo), com FIFO (*First-In First-Out*) separadas, capazes, cada uma, de albergar 8 valores de até 16 bits cada, com um sistema de controlo de interrupções para início e fim da comunicação. Foram implementadas duas configurações, representadas na Figura 5.13. A estrutura dos dois tipos de controlo utilizados no veículo elétrico foi com processamento distribuído e partilhado (DPC – *Distributed Parallel Computing*) com microcontroladores (MCU – *Microcontroller Unit*).

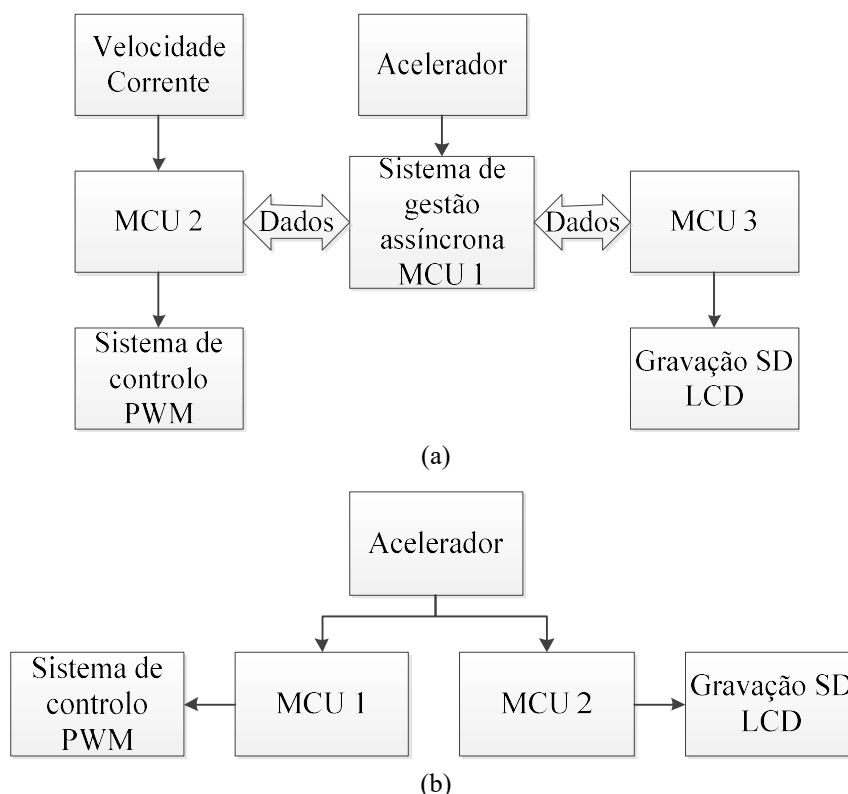


Figura 5.13 – Estrutura do processamento distribuído e partilhado. (a) DPC com três microcontroladores; (b) DPC com dois microcontroladores.

Cada microcontrolador foi responsável por executar as tarefas específicas, distribuindo assim o processamento, aumentando a velocidade com que conseguia fazer o controlo de grandezas. No esquema da Figura 5.13 (a) utilizaram-se três microcontroladores, sendo que o MCU1 é o mestre (*Master*) para os outros dois (MCU2 e MCU3). Este mestre utiliza um método assíncrono de execução e aquisição de dados, pois faz pedidos apenas quando é possível. Como o SPI utiliza rotinas de interrupção, cada MCU funcionava à frequência própria, podendo deixar o sistema funcionar à velocidade mais rápida possível. A desvantagem deste método é que os valores guardados no cartão SD não correspondem exatamente aos valores reais, pois por cada gravação no cartão SD são executados uns poucos ciclos pelo outro microcontrolador, obtendo-se assim um valor relativo e não absoluto.

No esquema da Figura 5.13 (b) não foi utilizada a comunicação SPI, mas sim dois sistemas independentes, que partilham as entradas, possibilitando um controlo do motor e paralelamente o registo dos dados no cartão. Os valores registados eram uma aproximação naquele instante, por terem ritmos de execução diferentes. Na secção 5.1.5 é apresentado o fluxo de programação destes dois métodos.

Também foi utilizado o módulo PWM, que apresenta até quatro blocos geradores, um contador de 16 *bits*, dois comparadores, um gerador de PWM e um gerador de banda morta. Ainda tem a capacidade de ativar e desativar portas, alterar a polaridade, efetuar a sincronização local ou global entre módulos e ainda é responsável pela detecção do estado das interrupções. Na Figura 5.14 está representado como cada bloco gerador é composto e o fluxo de sinal que é utilizado para se obter uma onda PWM com o fator de ciclo desejado.

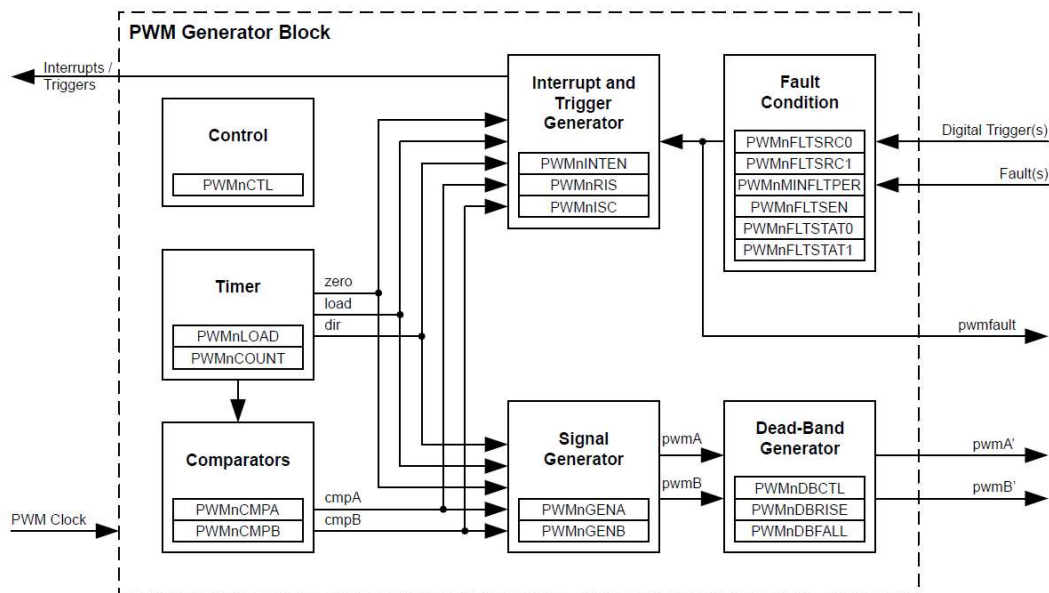


Figura 5.14 – Bloco gerador de PWM [71].

Como se pode verificar na Figura 5.14 existem 7 blocos: controlo (*Control*), temporizador (*Timer*), comparadores (*Comparators*), gerador de interrupções (*Interrupt and Trigger Generator*), gerador de sinal (*Signal Generator*), condição de falha (*Fault Condition*) e gerador de banda-morta (*Dead-Band Generator*). Cada bloco pode ser

configurado conforme o utilizador desejar. Para o controlo foi utilizado um temporizador do tipo *load*, com o comparador A e ativou-se o gerador A.

Foi utilizado também o módulo do ADC que apresenta 12 canais partilhados, cada um com uma precisão de 12 *bits*, sensor de temperatura integrado no microcontrolador, controlo de *trigger* flexível, e pode ser ativado pelo controlador, temporizadores, comparadores analógicos, PWM ou GPIO (*General Purpose Input/Output*). É ainda capaz de efetuar até 1 milhão de amostras por segundo, entre outras características que podem ser vistas em [72]. Foram utilizados no máximo de 6 canais ADC, utilizando apenas a primeira FIFO, que tem uma capacidade de 8 canais. Na Figura 5.15 está representada a estrutura de um controlador digital com a utilização de ADC.

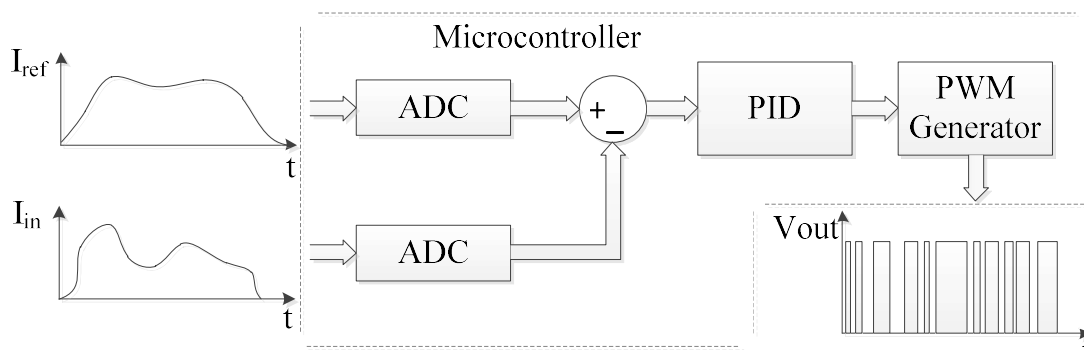


Figura 5.15 – Estrutura de um PID embestado num microcontrolador.

Como se pode verificar na Figura 5.15, os ADC transformam um sinal analógico, por exemplo a corrente de entrada de referência e a corrente, em valores digitais que podem ser analisados e manipulados e depois utilizados no compensador. A vantagem deste método é a facilidade com que depois se efetua a conversão dos dados e o processamento digital.

O microcontrolador contém também um GPTM (*General Purpose Timer Module*) com 6 blocos 16/32-bit GPTM e 6 blocos 32/64-bits GPTM, com as seguintes características:

- Temporizador de um impulso;
- Temporizador periódico;
- Contador de transições ou captura de tempo;
- Doze CCP's (*Capture and Compare PWM*).

Na Figura 5.16 está representada a estrutura de um GPTM do microcontrolador usado neste projeto, todos os blocos possíveis de configurar estão representados, bem como o fluxo de informação para se obter o resultado desejado, em função das configurações colocadas.

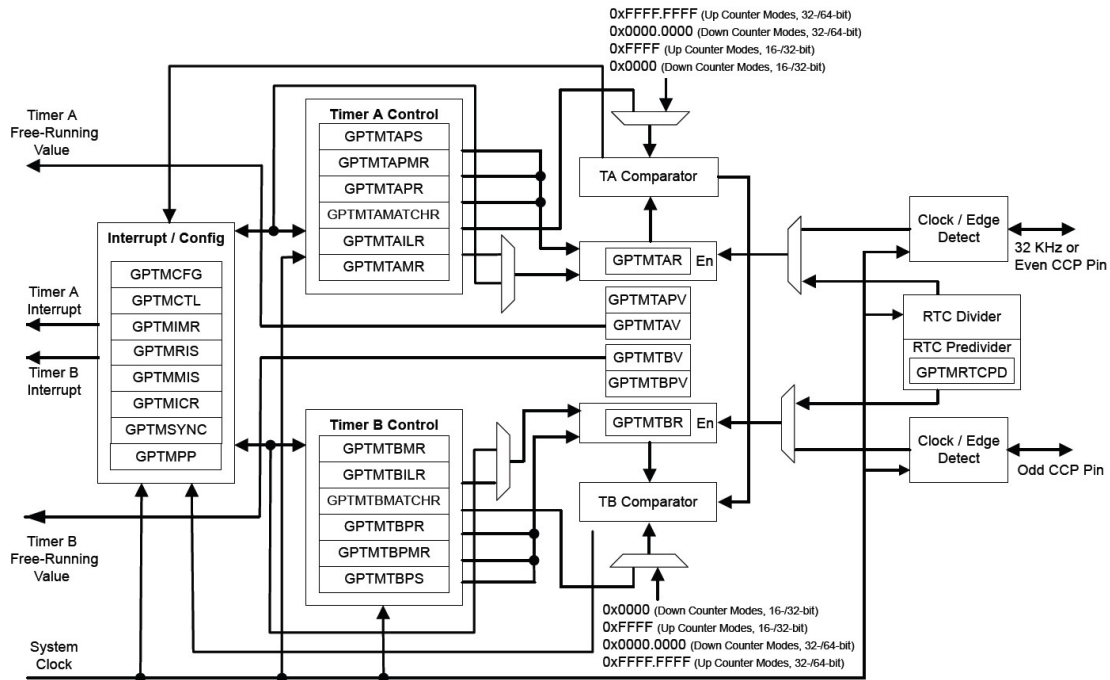


Figura 5.16 – Estrutura do GPTM no microcontrolador TM4C123GXL [71].

Como se pode verificar na Figura 5.16 existem diversos tipos de interrupções no bloco de configuração e interrupções (*Interrupt/Config*) que é seguido de dois blocos de temporizadores (*Timer A control* e *Timer B control*). Estes apresentam detetores de borda (*Clock/Edge Detect*) para contar os ciclos de relógio do sistema, podendo assim, com precisão, saber o tempo que passou e através dos comparadores ativar ou não a rotina do temporizador.

A comunicação do microcontrolador com o computador era feita através de uma porta UART (*Universal Asynchronous Receiver/Transmitter*). Este microcontrolador apresenta oito portas UART onde nas quais é possível programar o *baud-rate* (taxa de eventos) permitindo velocidades até 5 Mbps em velocidade normal ou 10 Mbps em alta velocidade, apresentando FIFO separadas de recepção e envio de 16x8 *bits*, reduzindo o tempo de interrupção da CPU (*Central Processing Unit*). Este microcontrolador utiliza padrões de comunicação incluindo *bits* de início, fim e paridade, detecção de linha partida e interface *serial* programável [71].

O microcontrolador contém também um módulo designado de NVIC (*Nested Vector Interrupt Controller*), capaz de organizar as interrupções em função da prioridade, forma de despacho e ativação e desativação das interrupções. É possível neste módulo definir como devem ser tratadas as interrupções, em termos de execução em fila ou se alguma com prioridade superior deve interromper outra interrupção para ser executada primeiro, garantindo assim que pontos fulcrais na execução não sejam interrompidas por outra interrupção.

Como complemento, é possível ainda utilizar o módulo FPU (*Floating-Point Unit*), capaz de efetuar operações com vírgula flutuante nos processadores *M-Cortex* com maior desempenho.

O contributo de todos estes módulos e a programação de cada módulo individual possibilita o controlo de diversos sistemas em simultâneo [71].

Como se verifica na Figura 5.12 este microcontrolador apresenta diversas portas para se conectar a outros dispositivos ou circuitos, bem como duas portas USB para a programação ou *debug* do programa. Apresenta ainda três botões físicos, que podem ser utilizados como interrupções ou controlo, sendo um deles capaz de efetuar *reset* ao programa, o que pode ser muito útil. A configuração destes módulos está descrita no Anexo G.

### 5.1.5 Programação

Neste trabalho foi feita a implementação dos compensadores e sistemas de controlo digital com microcontroladores. Esta implementação pode reduzir o custo e facilitar a alteração ou atualização do processo face a um processador de alto desempenho. Optou-se por um processamento distribuído e partilhado entre microcontroladores da mesma família (TM4C123GXL). Na Figura 5.17 está representado o fluxo de informação e estrutura de programação dos microcontroladores com a arquitetura em DPC com três microcontroladores.

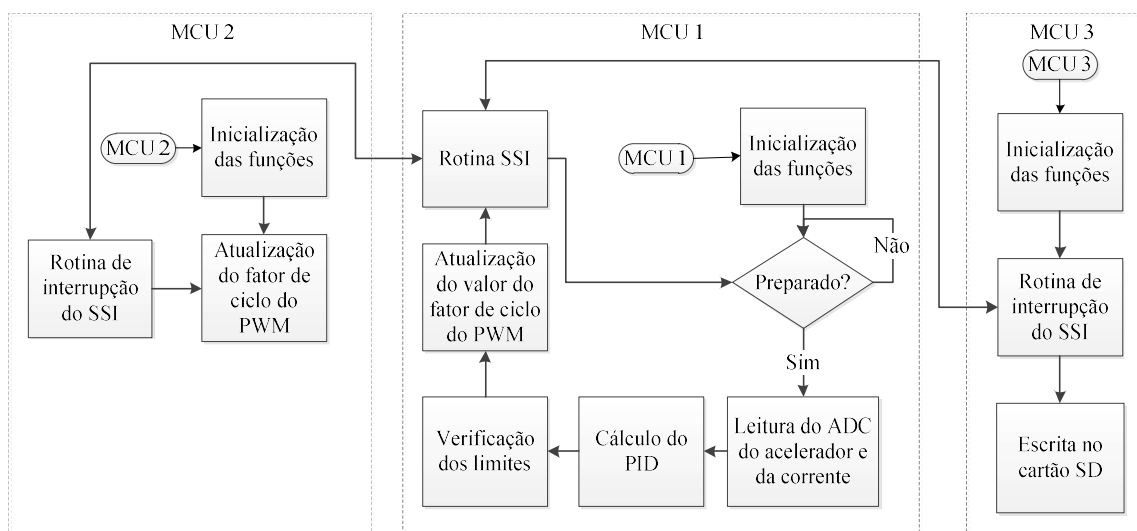


Figura 5.17 – Fluxo de programação da arquitetura DPC com 3 microcontroladores.

Na Figura 5.17 estão representadas as rotinas executadas pelos três microcontroladores. Todos eles iniciavam as suas funções, e de seguida, o mestre (MCU 1), verificava se o interruptor do acelerador estava ativo ou não, decidindo se podia ou não avançar com o resto do processo. De seguida, se existissem condições, efetuava a leitura dos ADC já definidos e enviava os valores para o cálculo do PID, onde efetuava o erro entre grandezas, e calculava o valor do compensador em função do erro. Depois era verificado se tinha sido atingido o limite, ou seja, se o sistema estivesse a absorver demasiada corrente, esta era limitada para não ultrapassar os limites definidos. Finalmente era enviado esse valor para uma variável que era enviada através do módulo SSI.

Na rotina SSI eram enviados todos os dados necessários para o MCU 2 e 3, bem como o pedido de aquisição de valores e variáveis necessárias para o MCU 1. O MCU 2, funcionando como escravo, esperava por uma interrupção gerada pelo mestre para adquirir o valor do fator de ciclo a ser aplicado ao módulo PWM, atualizando assim o sinal gerado. No MCU 3, funcionando também como escravo, era gerada uma interrupção, para se obterem os valores a serem guardados, e entretanto a rotina principal ia guardando os valores.

Para a situação em que eram utilizados apenas dois microcontroladores (Figura 5.13 (b)), o fluxo de programação está representado na Figura 5.18.

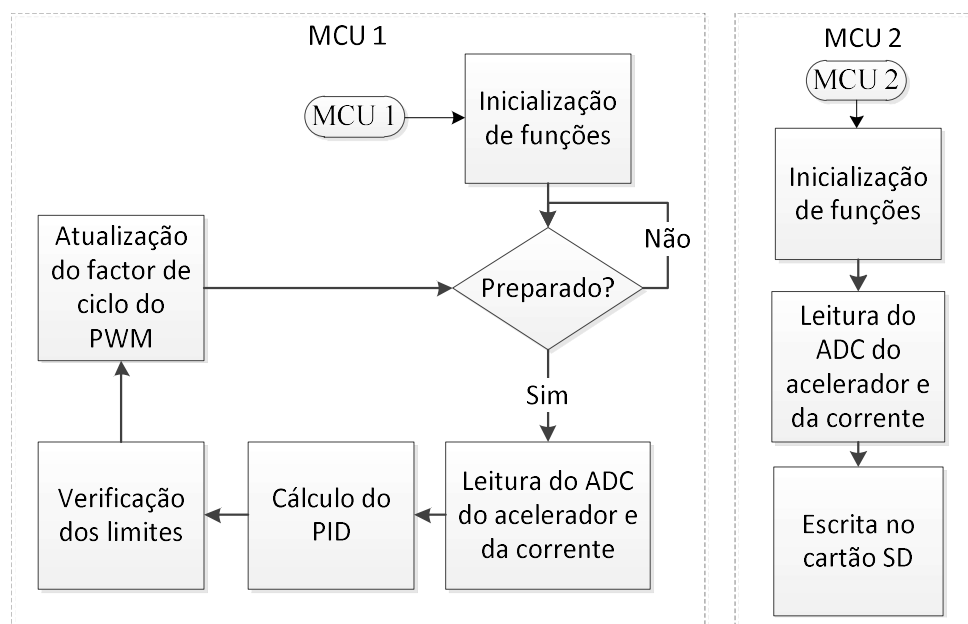


Figura 5.18 – Fluxo de programação com a arquitetura DPC com dois microcontroladores.

Na segunda arquitetura (Figura 5.18), o MCU 1, efetuava todos os cálculos e gerava o sinal PWM, funções efetuadas em separado na primeira arquitetura apresentada (Figura 5.17). Já no MCU 2, também continuava a ser realizada a escrita no cartão SD, com a particularidade de se efetuar a leitura no ADC das mesmas variáveis que o MCU 1.

Para a programação dos microcontroladores foi utilizado o CCS (*Code Composer Studio*), disponível em [72] e cuja configuração dos módulos está descrito no Anexo G.

Para o controlo do veículo elétrico foi utilizada a primeira arquitetura para o conversor DC-DC redutor em ponte H e a segunda arquitetura para o conversor DC-DC redutor.

## 5.2 Construção do veículo elétrico

### 5.2.1 Chassis do veículo elétrico

Neste projeto utilizou-se para chassis do veículo elétrico a estrutura tubular de um kart, o veículo utilizado na modalidade de karting. Este apresenta uma estrutura plana, larga e com um baixo centro de gravidade. A Figura 5.19 apresenta o modelo da estrutura utilizada no projeto.

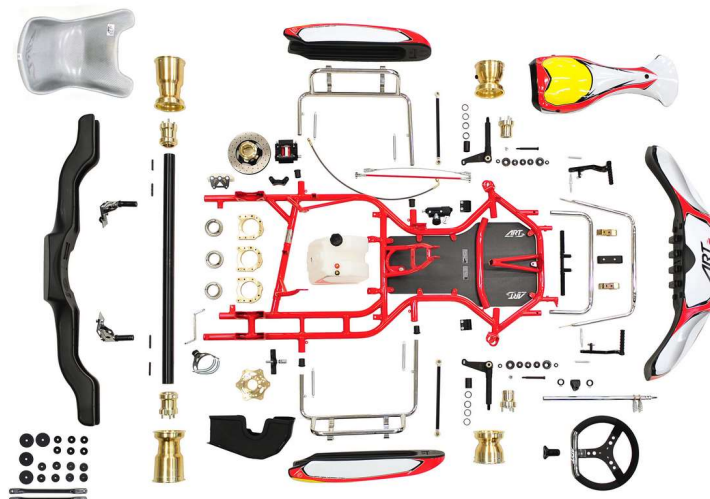


Figura 5.19 – Kart ArtiGO TS-01.

O kart apresenta um veio traseiro direto com uma coroa de 26 dentes, com pneus *Mojo 7,1/11,0-5*, com pressão máxima de 4 bar. À frente os pneus são *Mojo 4,5/10,0-5*, com a mesma pressão.

Este chassis foi alterado para receber as bases adequadas para prender as baterias. A empresa *Redline Motorsports* forneceu o chassis e fez as alterações para colocar as baterias.

As baterias foram distribuídas uniformemente pelo kart para mantê-lo equilibrado. A Figura 5.20 mostra a distribuição das baterias pelo chassis, estando uma delas à frente do volante (pouco visível na Figura 5.20).



Figura 5.20 – Disposição das baterias no veículo elétrico.

### 5.2.2 Motor elétrico

O motor elétrico utilizado no veículo elétrico foi um motor PMDC, *Motenergy ME1003* [73], um motor de escovas com um rendimento próximo de 90%, capaz de debitar 14,4 kW de potência contínua e picos de até 36 kW. As suas restantes características estão apresentadas no Anexo B .

O motor foi escolhido por ser compacto, de fácil controlo e adaptação à estrutura existente do kart. Além disso tem uma boa relação custo/potência. Foi possível adaptar o motor elétrico à base utilizada para o motor de combustão habitual dos karts (ver Figura 5.21).

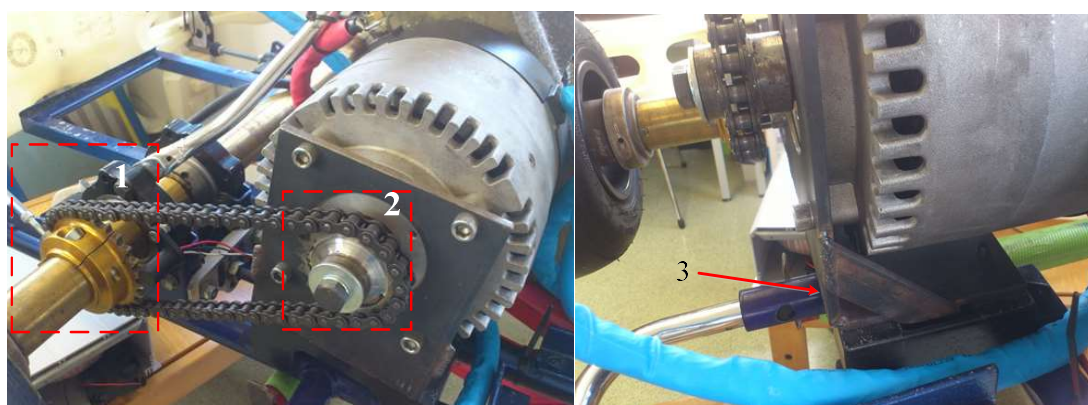


Figura 5.21 – Adaptador do motor elétrico no veículo: coroa (1), pinhão (2) e base do motor (3).

Para este transferir a potência para o veio traseiro foi feita a adaptação de um pinhão de mota para o veio do motor, recorrendo a um escatele e seguidamente apertando com um parafuso externo. Isto possibilitou a colocação de uma corrente mais larga e resistente, do que as utilizadas em karts similares para motores de combustão.

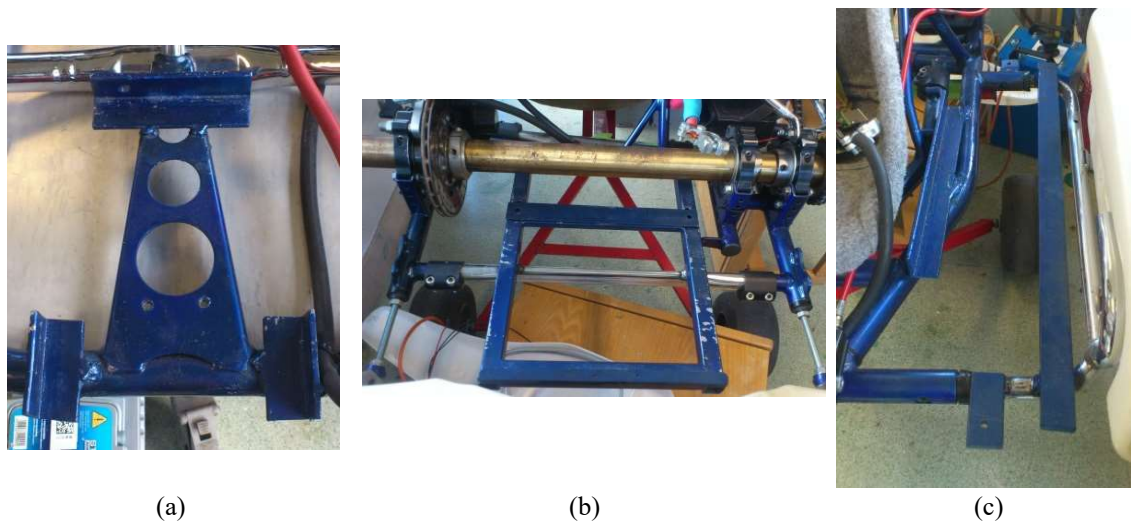
### 5.2.3 Baterias

As baterias neste kart foram uma preocupação grande pois são elementos pesados e volumosos, que podiam facilmente danificar a estrutura ou magoar o condutor caso não fossem acondicionadas adequadamente. Foram criadas bases de suporte para as prender e colocar com a disposição já mostrada na Figura 5.20. A Figura 5.22 apresenta a bateria utilizada no veículo elétrico.



Figura 5.22 – Bateria utilizada no veículo elétrico [74].

As bases para fixar as baterias foram feitas com calha L de 4 mm, disponíveis na oficina da universidade e colocadas na configuração mostrada na Figura 5.23.



(a) (b) (c)  
Figura 5.23 – Bases para as baterias: (a) dianteira; (b) traseira; (c) lateral.

Foi ainda criada uma base semelhante à representada na Figura 5.23(a), entre o motor e o conversor, de forma a acondicionar uma bateria.

#### 5.2.4 Cablagem e sistemas de segurança

Para cumprir os requisitos do sistema utilizou-se um cabo de cobre de  $50 \text{ mm}^2$ , capaz de suportar uma corrente de 300 A, das baterias ao controlador e por sua vez ao motor. Esta escolha foi feita segundo as normas ISO 10133 e ISO 13297, que mencionam que um condutor de cobre de  $50 \text{ mm}^2$ , com uma capacidade de isolamento de  $80^\circ\text{C}$ , é capaz de suportar uma corrente contínua máxima de 230 A. Esta corrente pode ser aumentada se os cabos apresentarem um isolamento melhor [57], [75].

Utilizou-se 5,5 m deste cabo, o que corresponde a uma resistência de  $0,0014507 \Omega$ . Considerando uma corrente máxima de 300 A, a queda de tensão máxima, provocada pelo cabo é de 0,43521 V, a  $20^\circ\text{C}$ . Para uma temperatura de  $30^\circ\text{C}$  a resistência passa para  $0,0015085 \Omega$  e a queda de tensão na passagem dos mesmos 300 A é de 0,45255 V [76].

Esta queda de tensão nos cabos, para um sistema que funcione a 72 V, corresponde a uma perda máxima de 0,628% da potência.

Os cabos disponíveis não tinham bainha para criar um isolamento eletromagnético. Por esse motivo recorreu-se a uma rede de alumínio, fita de alumínio e manga termo-retrátil para efetuar esse isolamento e assim atenuar a radiação eletromagnética. A Figura 5.24 apresenta o cabo utilizado e a colocação da bainha.



Figura 5.24 – Cabo e colocação da bainha.

Na Figura 5.24 mostra-se o processo de colocação da bainha para isolamento eletromagnético, do tipo gaiola de *Faraday*, assim como também os terminais utilizados para ligar o cabo nos módulos dos IGBTs.

Utilizou-se igualmente um porta-fusível, onde foram colocados fusíveis com uma capacidade de 100 A até 300 A (ver Figura 5.25 b)).

O corte de emergência era feito através de um solenoide, onde a energia das baterias era interrompida do circuito de potência. Em paralelo com a solenóide existia um diodo de retorno da corrente e uma resistência de potência de 1 k $\Omega$ , 10 W, para descarregar a energia magnética acumulada nos cabos quando o sistema se desliga. A Figura 5.25 mostra a solenóide e o porta-fusível (com o fusível inserido).

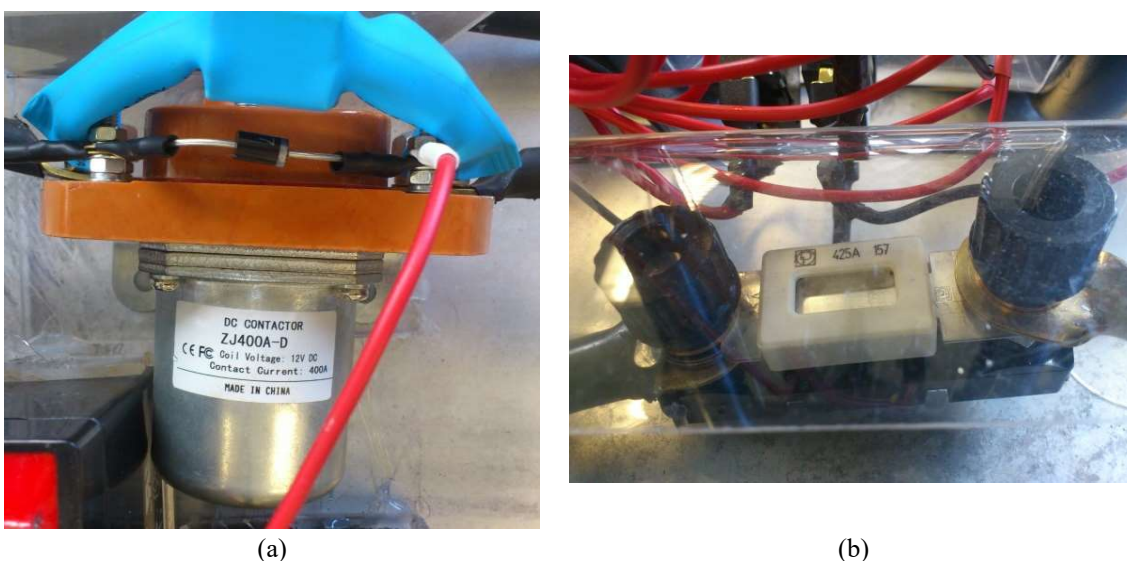


Figura 5.25 – (a) Solenoide; (b) fusível.

A Figura 5.25 apresenta a disposição do solenoide e do porta-fusível, que se situavam no centro do veículo, por de baixo do volante. Utilizou-se uma base de acrílico para tapar as aberturas.

### 5.2.5 Conversores

Os conversores utilizados neste sistema foram um conversor DC-DC redutor em ponte H, recorrendo a módulos de meia ponte IGBT, para que fosse possível colocar o veículo elétrico a mover-se nos dois sentidos e um conversor DC-DC redutor mais simples, mas unidirecional. No caso da ponte H, os módulos foram montados num dissipador de alumínio, com as dimensões 230X200X40 mm, capaz de dissipar o calor produzido pelos módulos de potência. Esta base por sua vez foi furada e presa na estrutura do kart.

Os módulos IGBT foram unidos ao dissipador com quatro parafusos, com broca, também conhecidos por parafusos auto roscantes, como representado na Figura 5.2 (a).

Foi feita uma caixa de acrílico para proteger estes módulos e para colocar todos os circuitos de acionamento e monitorização por cima dos módulos, mantendo todos os circuitos electrónicos o mais próximo possível.

Foi mantida uma face da caixa de acrílico aberta, para que fosse possível passar os cabos, bem como os fios dos sensores e botões.

Junto destes conversores, dentro da caixa, foi ainda colocado um condensador de 400 V a 2200 uF, disponível no laboratório, capaz de suportar correntes iguais às correntes do cabo da ligação à bateria, para proteger os semicondutores. Caso exista energia nos cabos devido à sua indutância, ao ser interrompido o circuito pelos semicondutores, a corrente deve fluir para o condensador, caso contrário gera um arco eléctrico aos seus terminais, ficando danificado.

Foi ainda criado um painel em acrílico em frente ao banco para colocar todos os botões que permitiam controlar o veículo elétrico e os seus dois diferentes modos de funcionamento. A Figura 5.26 mostra a caixa do controlador montada.

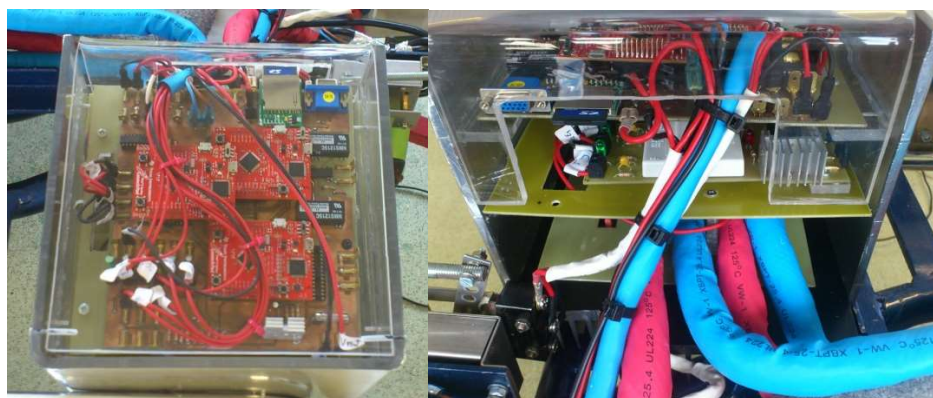


Figura 5.26 – Caixa com o controlador.

A montagem foi efetuada inicialmente com a ponte H, e depois foi feita a montagem com o conversor DC-DC redutor, utilizando a estrutura representada na Figura 5.26.

### 5.2.6 Montagem final

Depois do dimensionamento e construção dos conversores, foi procedeu-se à montagem final, para que fosse possível um manuseamento do veículo elétrico.

A montagem foi um processo progressivo. Esta iniciou-se com a base do motor e respetivo motor, seguido do pinhão e corrente. Depois foi colocado o acelerador, juntamente com uma vareta, que possibilitava manter tensão no acelerador em função da pressão gerada no pedal para ativar e desativar o interruptor. A Figura 5.27 mostra a posição do acelerador e o método utilizado.

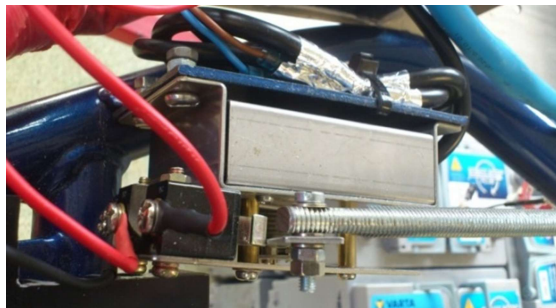


Figura 5.27 – Acelerador e sistema de avanço e recuo.

Como se pode verificar, na Figura 5.27, foi utilizado um varão roscado para o acelerador, método semelhante ao do travão, garantindo assim que o interruptor é ativo, mantendo a tensão com molas.

Após a colocação do acelerador, foi colocado o dissipador para que pudesse ser colocada uma bateria entre o motor e o controlador. Isto só foi possível com a execução de um corte no dissipador. O dissipador foi fixado ao chassis e montado o controlador pela ordem crescente, módulos IGBT com condensador e cabos, seguido dos *drivers* e da placa principal.

Para reforçar a segurança foram adicionadas duas peças de acrílico entre os terminais, para garantir que com a vibração os terminais não se tocassem.

Já para a instalação da ponte H a estrutura teve que ser ligeiramente alterada e foi necessário perfurar a caixa para o lado das proteção de plástico do kart, e inclusive estas, para que se pudesse alojar o condensador. Foi criada uma base em acrílico para o porta-fusível para proteger o condutor e o isolar do chassis. Foram também criadas bases para o solenoide, para o regulador elevador 12-15 V e para a bateria auxiliar de 12 V para os sistemas de baixa potência. A Figura 5.28 mostra a bateria utilizada e o regulador elevador para alimentar os circuitos de baixa potência.



Figura 5.28 – Bateria de 12 V com 7 Ah, e o regulador 12-15V<sub>DC</sub>.

A bateria de 12 V, 7 Ah, foi utilizada para ativar o solenoide e alimentar os circuitos de baixa potência, desde a placa principal até aos *drivers*. Após estes sistemas serem todos implementados foi ligado o sistema para se iniciarem os testes.

Na Figura 5.29 encontra-se o circuito elétrico de todo o sistema utilizado.

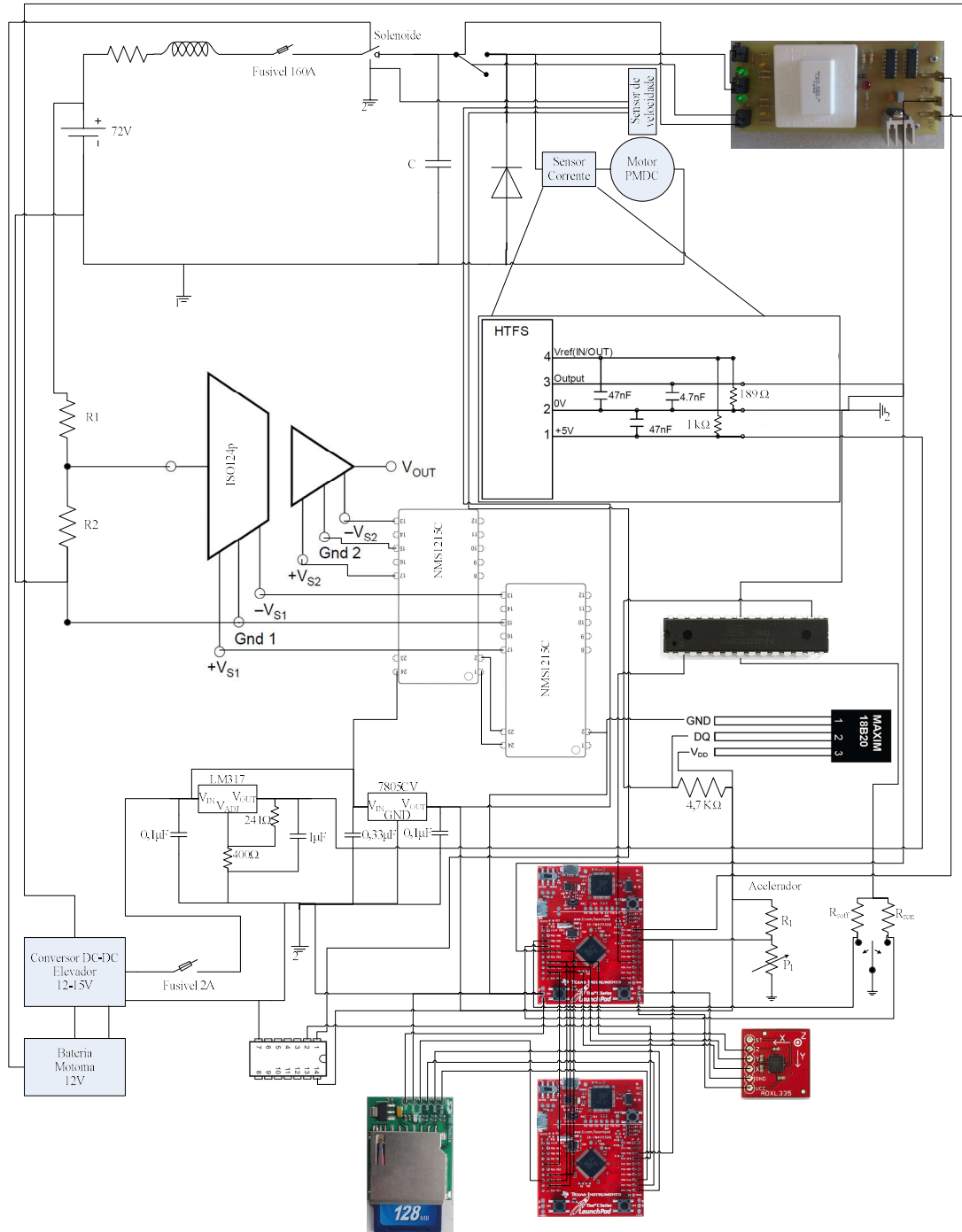


Figura 5.29 – Esquema elétrico do sistema.

Este esquema da Figura 5.29, representa o sistema completo do conversor DC-DC redutor unidirecional com dois microcontroladores, com processamento distribuído.

### 5.3 Testes e resultados experimentais

#### 5.3.1 Conversor DC-DC redutor em ponte H

Foram feitos testes ao veículo elétrico, para analisar o seu comportamento. Estes testes foram comparados com os resultados das simulações apresentados no capítulo 4.

Na Figura 5.30, mostram-se os sinais de controlo gerados para o controlo da máquina eléctrica, com dois e três níveis, utilizados na ponte H.

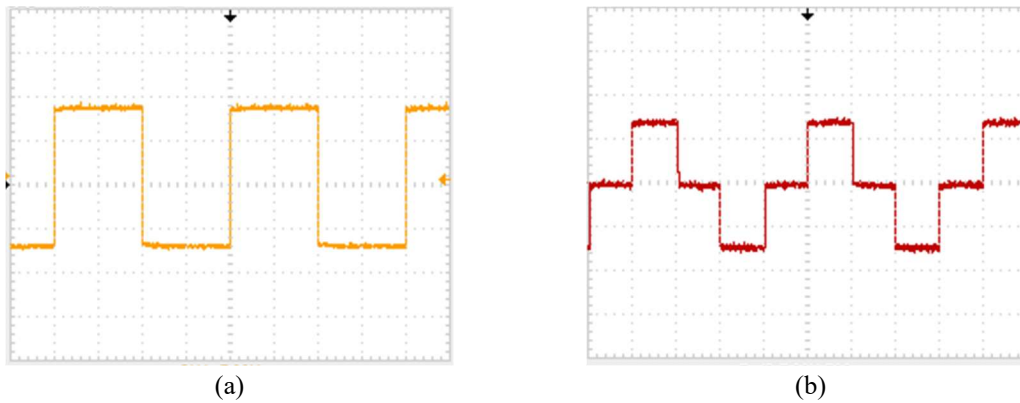


Figura 5.30 – Sinal PWM: a) dois níveis; b) três níveis.

A Figura 5.30 apresenta dois sinais, com controlo a 10 kHz, na escala temporal de 25  $\mu\text{s}/\text{div}$ , utilizando um osciloscópio na escala de 5 V/div, com a ponta de prova atenuada 10 vezes, o que corresponde a ter na Figura 5.30 (a) um retângulo de amplitude pico a pico de 144 V e na Figura 5.30 (b) com igual amplitude, mas com a particularidade de se evidenciar três níveis, tornando assim mais suave o controlo da máquina, pois as correntes têm menor variação.

Na Figura 5.31, mostra-se o resultado da aplicação do sinal de comando ao motor PMDC, com uma tensão de 72V, e com um comando PWM sem carga.

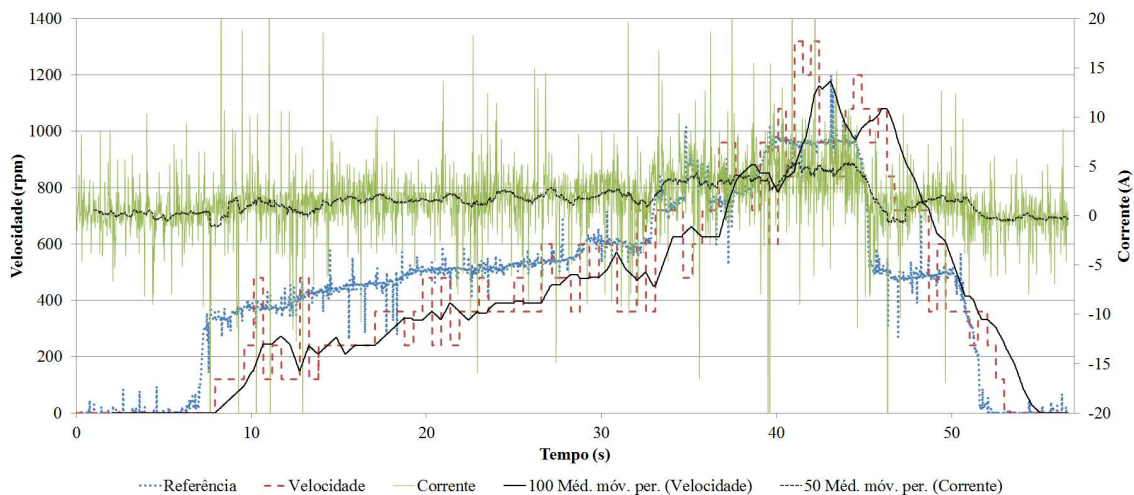


Figura 5.31 – Teste em vazio com 72 V e comando em PWM.

A Figura 5.31 mostra três variáveis amostradas, a referência, representada pela linha pontuada a azul, que utiliza a mesma escala que a velocidade (eixo do lado esquerdo), a corrente na armadura, representado por uma linha contínua a verde, e a

vermelho tracejado, a velocidade do motor elétrico em rpm. Foi ainda adicionada a linha de tendência da média móvel da velocidade com linha contínua a preto e a preto tracejado média móvel da corrente.

O sensor de corrente (linha verde), apresentou uma variação em torno do valor zero, mas observa-se uma ligeira elevação da corrente média nos momentos de maior aceleração. A calibração deste sensor foi feita com recurso ao *datasheet* [61]. A equação para a calibração é:

$$I = \frac{V_{out} - V_{ref}}{1,25} \times 400 \quad (5.5)$$

onde  $V_{out}$  é a tensão de saída do sensor, e  $V_{ref}$  a tensão escolhida como referência que neste caso foi 1,5 V.

Verificou-se que a corrente apresentava um tremor e ruído, devido à radiação emitida pelo motor, captada pelos cabos de sinal utilizados, que não tinham isolamento eletromagnético e que não foi possível melhorar.

O registo de velocidade do motor foi oscilatório, devido ao método utilizado para a medição da velocidade. Como não foi possível implementar um codificador (*encoder*), foram efetuadas apenas contagens por intervalo de tempo.

Verificou-se que a velocidade do veículo elétrico era proporcional ao estímulo do condutor. Os resultados mostram que para o motor se mover a aproximadamente 550 rpm, eram necessários cerca de 180 W, em vazio e em regime permanente, como se pode verificar na Figura 5.32.

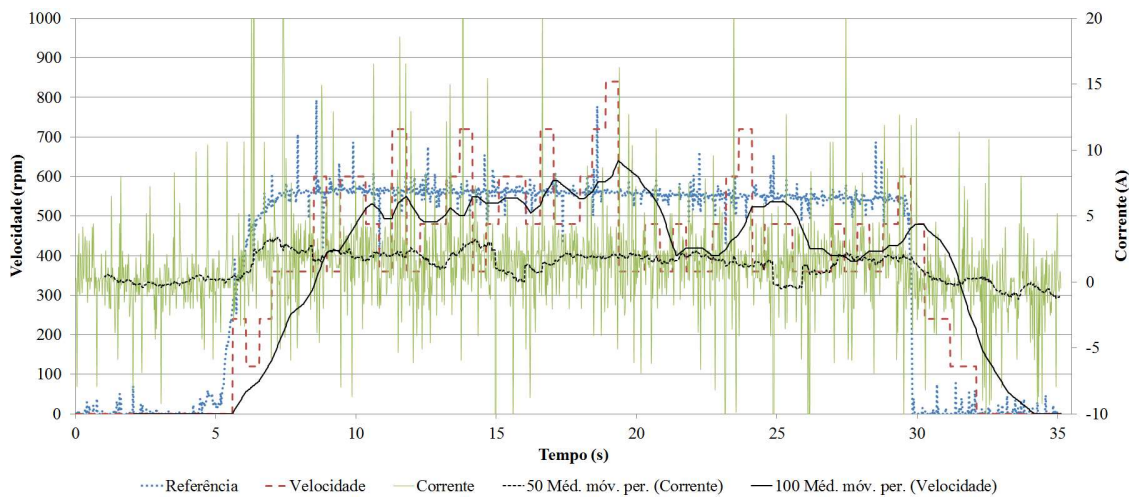


Figura 5.32 – Teste sem carga com 72 V e comando em PWM a velocidade constante.

Observa-se na Figura 5.32 um atraso no tempo de reação ao estímulo do condutor (tensão V), até se atingir a velocidade desejada, de 3,43 s, de acordo com o comportamento da equação dinâmica (3.17). Este tempo não era constante, porque o sistema de travagem, que se encontrava no veio traseiro, oscilava. Este resultado não se reflete nas simulações efetuadas na secção 4.5.1.

Observa-se na Figura 5.31 que a rapidez com que a velocidade se reduzia, quando a referência era reduzida, era aproximadamente igual à da aceleração, isto

porque, numa ponte H, há regeneração e nessa situação, o motor era travado para o armazenamento de energia nas baterias.

Foram feitos testes para diferentes tensões nas baterias, iniciando com 12 V e subindo gradualmente até 72 V, correspondendo a adicionar uma bateria de cada vez às anteriores e levando o acelerador até ao máximo para tentar registar os dados para cada uma das tensões, com o intuito de verificar qual a velocidade máxima em aberto.

Na Figura 5.33, está representado o resultado obtido com a aplicação da referência ao máximo, entre os 10e os 17 s e a resposta do sistema a 12 V.

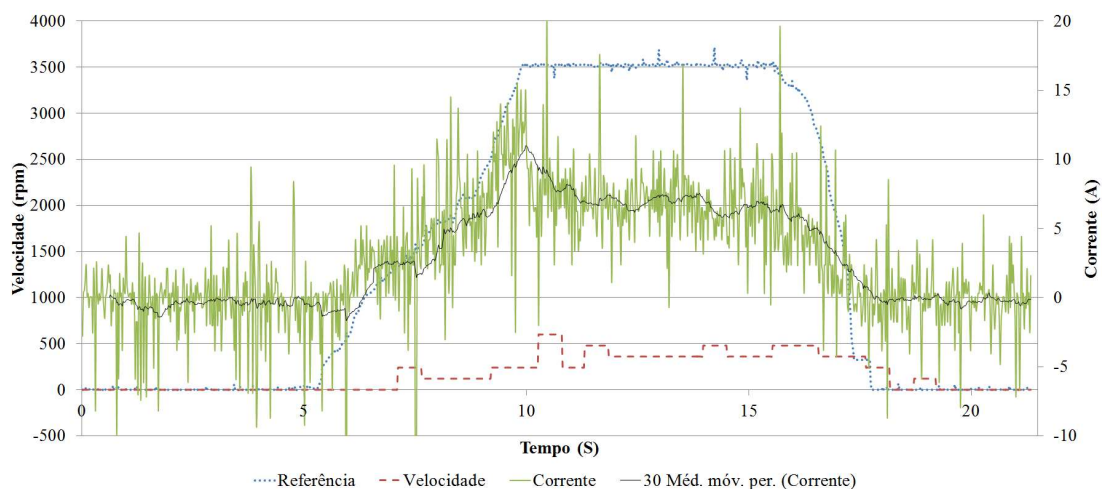


Figura 5.33 – Teste de velocidade máxima a 12 V em vazio, com modulador PWM em malha aberta.

Observa-se na Figura 5.33, que a corrente apresentava um pico no instante 10 s, pico esse que permitia à velocidade atingir o seu máximo, o que levava a que a f.e.m. fosse aproximadamente igual à tensão aplicada, levando a que este em regime permanente baixasse a corrente. Este comportamento já tinha sido verificado nas simulações. A corrente máxima necessária para se atingir a velocidade máxima foi de 12 A, estabilizando depois entre os 6 e 7 A quando em regime permanente (11 a 15 segundos). A velocidade máxima atingida (considerando a zona de aceleração constante) foi de 360-480 rpm. Na Figura 5.34, apresenta-se o resultado do sistema para 24 V, nas mesmas condições que a Figura 5.33.

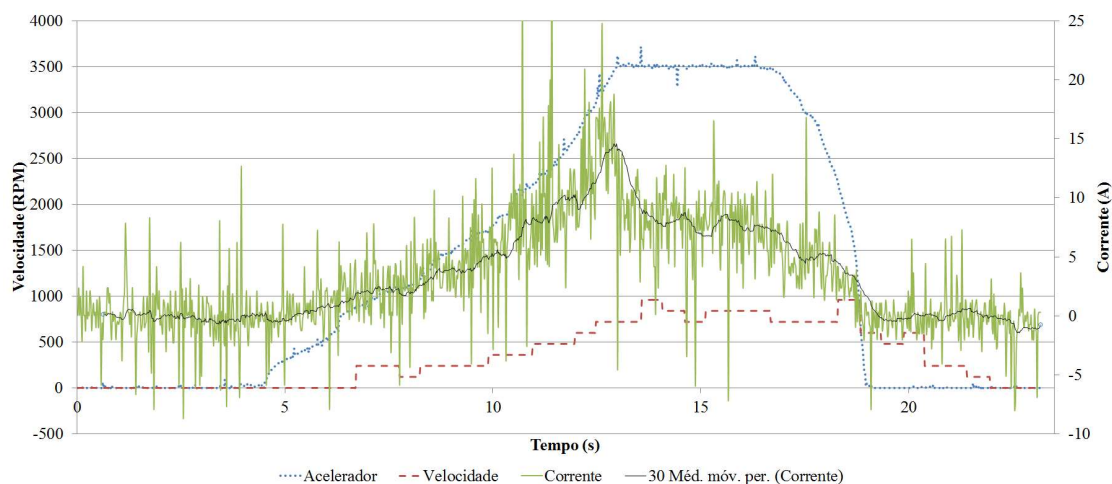


Figura 5.34 – Teste de velocidade máxima a 24 V em vazio, com modulador PWM em malha aberta.

No teste representado na Figura 5.34, a corrente máxima pedida foi de 14 A, e a velocidade máxima atingida foi de 720-840 rpm. A corrente em regime permanente situou-se em torno de 7 A, no intervalo entre 13 e 16 segundos, ou seja, não houve uma alteração significativa na corrente necessária para se atingir uma velocidade superior, isto porque se a corrente se mantiver e a tensão aumentar, a potência aumenta, podendo levar o motor a atingir velocidades superiores com a mesma corrente. No Anexo H estão registados os testes para 36, 48, 60 e 72 V.

Verificaram-se contagens indevidas da velocidade quando a tensão era superior a 60V, o que se deveu ao facto do acoplamento do sensor de velocidade ao veículo ter sido difícil e inadequado. No entanto foi possível obter a velocidade máxima, pois próximo dos 19,4 s e até aos 21,15 s, a velocidade variou entre 3280-3360 rpm, podendo-se considerar este como o máximo, pois aproxima-se do valor obtido nas simulações (Figura 4.16). Essa velocidade corresponde a 48,552 m/s, o equivalente a 174,78 km/h, tendo em conta a relação utilizada e o diâmetro dos pneus utilizados.

De seguida foram efetuados testes no chão, em malha aberta para se verificar o comportamento do veículo elétrico em carga. Uma vez que foram danificados os dispositivos IGBT da ponte H não foi possível efetuar testes em carga, avançando-se para um conversor DC-DC redutor unidirecional para os testes de carga.

### 5.3.2 Conversor DC-DC redutor em malha aberta

Foram efetuados testes com o conversor DC-DC redutor em malha aberta sem compensador e com modulador PWM a 10 kHz, para se verificar a reação do veículo elétrico a estímulos do condutor. Um destes testes foi percorrer 50 m tentando manter o acelerador constante, no entanto na prática era difícil, devido à aceleração do veículo elétrico e à vibração. Na Figura 5.35 mostram-se os resultados do 1º teste de um percurso de 50 m em linha reta.

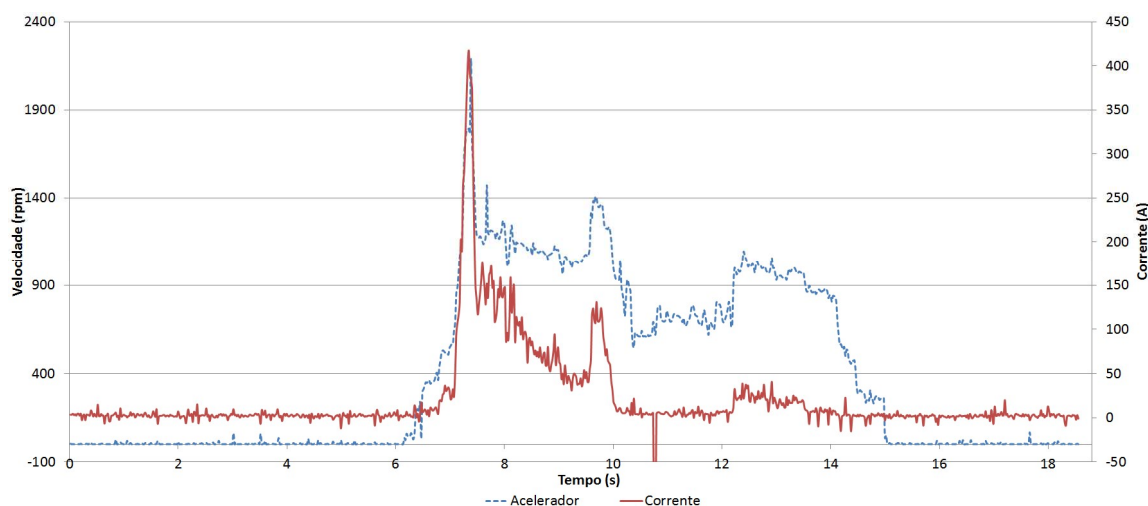


Figura 5.35 – Teste 1 de aceleração durante 50 m em malha aberta.

Como se pode observar, o arranque agressivo levou a que a corrente injetada atingisse valores superiores a 400 A, atingindo o limite do IGBT para uma corrente contínua, no entanto como é por breves instantes, este impulso não causou qualquer

dano, sendo o IGBT capaz de funcionar com picos de 800 A por breves instantes, e como se encontrava a temperatura ambiente não houve problema. Após este instante, foi reduzido o acelerador, verificando-se uma redução drástica da corrente, isto porque o momento angular acumulado no veículo elétrico era superior ao necessário, minimizando a energia necessária para manter o movimento. Nesta situação não era possível controlar a corrente, por se tratar de um sistema em malha aberta, e daí a existência de um pico de corrente inicial.

O tempo que o VE levou a percorrer os 50 m foi de 9 s, o que corresponde a uma velocidade média de 5,556 m/s ou 20,00 km/h.

Foi efetuada uma simulação para comparar com os resultados experimentais, obtendo o seguinte (Figura 5.36).

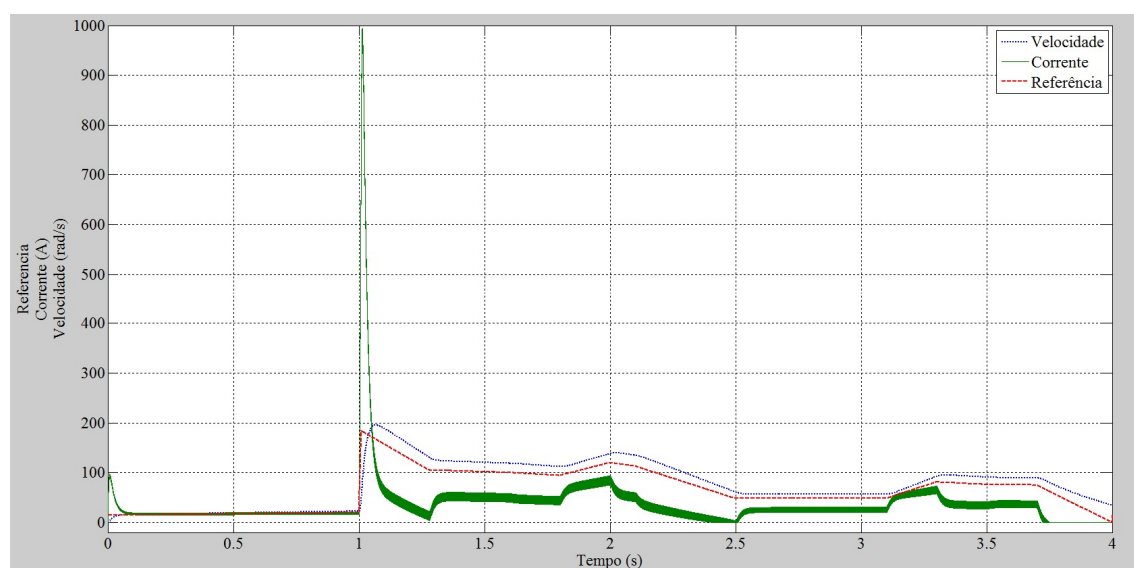


Figura 5.36 – Simulação com referência semelhante aos resultados práticos do teste 1.

Como se pode verificar na Figura 5.36, a corrente, representada a verde, disparava quando era aplicado um impulso. Nesta simulação foi eliminado o limitador da saída o que levou a que se atingissem valores muito elevados próximos de 1000 A, muito superiores aos obtidos experimentalmente. No entanto estes resultados são uma boa aproximação do que tinha acontecido, pois na prática, os ADC faziam uma média e o tempo de amostragem pode ter suavizado a curva da corrente injetada. Esta situação deve ser evitada para não se queimarem os IGBT. A corrente no instante 2 s foi de 90 A, o que quando comparado com os valores práticos diverge cerca de 35 A, o que ainda é uma diferença razoável. Isto deve-se ao facto de não ter sido possível fazer a aproximação exata da referência da simulação à prática.

Foi efetuado um segundo teste com uma velocidade aproximadamente constante, obtendo-se o resultado da Figura 5.37.

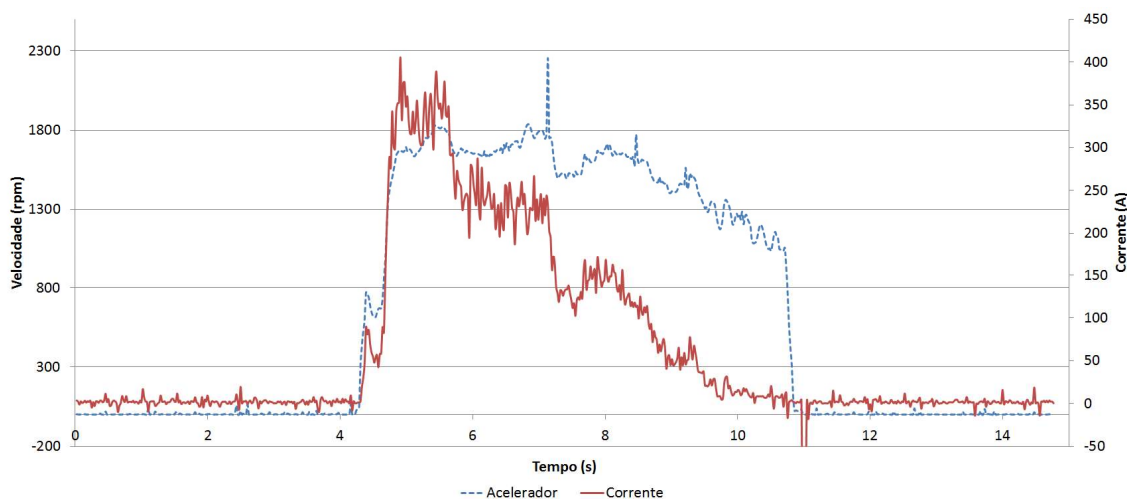


Figura 5.37 – Teste 2 de aceleração durante 50 m em malha aberta.

Na Figura 5.37 é apresentado um novo teste de 50 m, em que foi aplicado um estímulo em degrau, ao longo de todo o percurso, resultando num aumento da corrente, atingindo 345 A durante cerca de um segundo, baixando em seguida para 240 A num segundo período (5,7-7,2 s), e novamente registando-se um decréscimo para o restante tempo, mas mais acentuado, pois o momento de angular acumulado era suficiente para manter o veículo em movimento, reduzindo a necessidade de tanta corrente. Verificou-se novamente, como era de esperar, o pico de corrente no arranque para se iniciar o movimento. Em simulação foi considerada uma velocidade constante, e o resultado foi o representado na Figura 5.38.

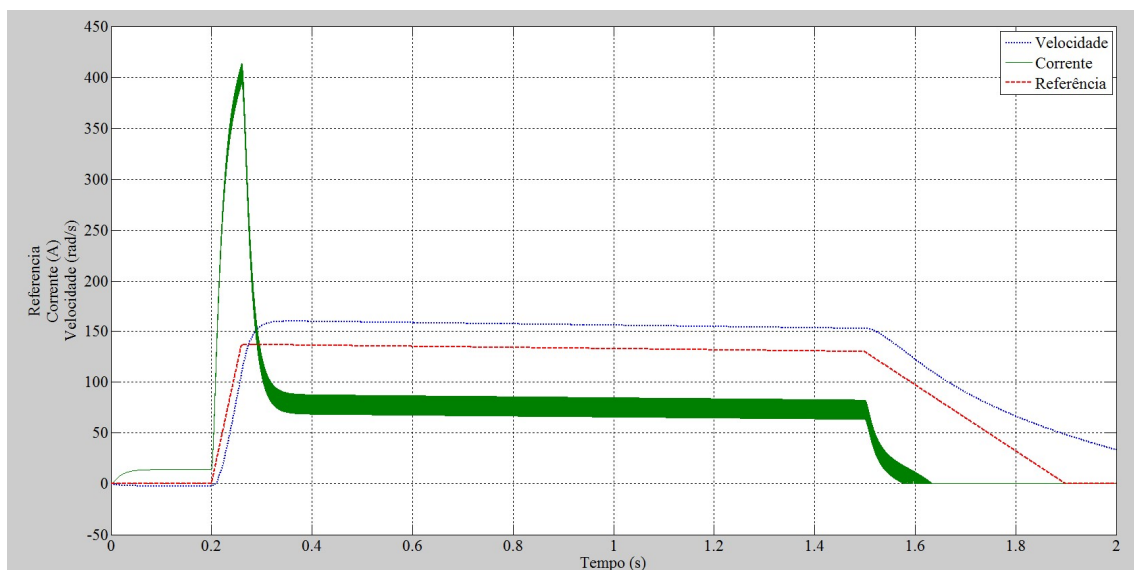


Figura 5.38 – Teste com velocidade constante em degrau.

Como se pode verificar, no arranque o resultado foi semelhante quanto ao valor de pico, no entanto em regime permanente, a corrente foi de 75 A, o que não se verificou na prática, visto ser difícil manter a referência constante.

Os 50 m foram efetuados em apenas 6,67 s, o que representa num aumento da velocidade média para 7,496 m/s, que corresponde a 26,98 km/h.

Foram efetuados testes adicionais para verificar se este comportamento era estável, homogêneo e robusto, estando representados no Anexo I.

A temperatura do dissipador não foi quantificada pelo sistema, tendo havido o cuidado de efetuar um pequeno repouso entre testes.

Juntando todos os testes efetuados neste modo de funcionamento observou-se que a energia utilizada foi de 252,798 Wh. Considerando a energia de 4,032 kWh acumulada nas baterias, seria possível andar durante cerca de 5h e 7 minutos. De notar que estes testes foram todos feitos num plano neutro.

Tendo em conta que alguns testes foram feitos para 50 m, efetuando uma pequena interpolação, da energia média de 9,74 kWh para essa distância e a carga da bateria total, foi possível apurar que se poderiam percorrer cerca de 20,698 km. Esta distância pode ser aumentada com uma condução mais controlada nos arranques. Os testes efetuados foram com diversos arranques.

### 5.3.3 Conversor DC/DC redutor com controlo de corrente por modo de deslizamento

O sistema foi alterado para que utilizasse em malha fechada o controlo de corrente por modo de deslizamento no sistema DC/DC redutor unidirecional. Este foi programado de forma a se verificar se os resultados experimentais eram semelhantes aos simulados na secção 4.5.2.1.

Para este sistema foi necessário monitorizar a corrente e a corrente de referência, dada pelo acelerador. A diferença entre a corrente e a corrente de referência origina um erro que é utilizado no comparador de histerese para ligar ou desligar as portas dos IGBT, através do *driver*. A corrente utilizada para este sistema foi de 150 A, visto ser utilizado um fusível de 160 A, observando-se o comportamento na Figura 5.39.

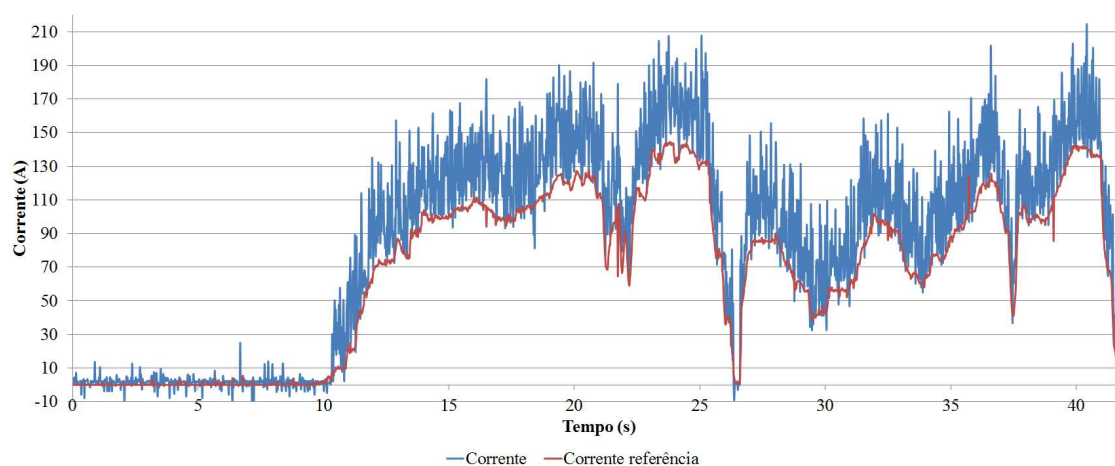


Figura 5.39 – Teste em modo de deslizamento com 150 A de máximo.

Pode-se verificar na Figura 5.39 que a corrente apresenta um tremor elevado e ruído, isto porque o sensor se encontrava junto de diversos cabos. Verifica-se ainda que a corrente acompanha a corrente de referência, controlada através do acelerador.

Aplicando variações bruscas no acelerador (a corrente de referência) o sistema respondeu rapidamente. Observou-se um pequeno desvio da corrente em relação à

referência, mas isto deveu-se ao facto de não ter sido possível calibrar o sensor no seu fim de escala e este apresentar assim um erro associado quando era efetuada a conversão de tensão para um valor “compreensível”.

Seguidamente foi efetuado um teste com o acelerador constante, para se verificar a limitação da corrente (Figura 5.40).

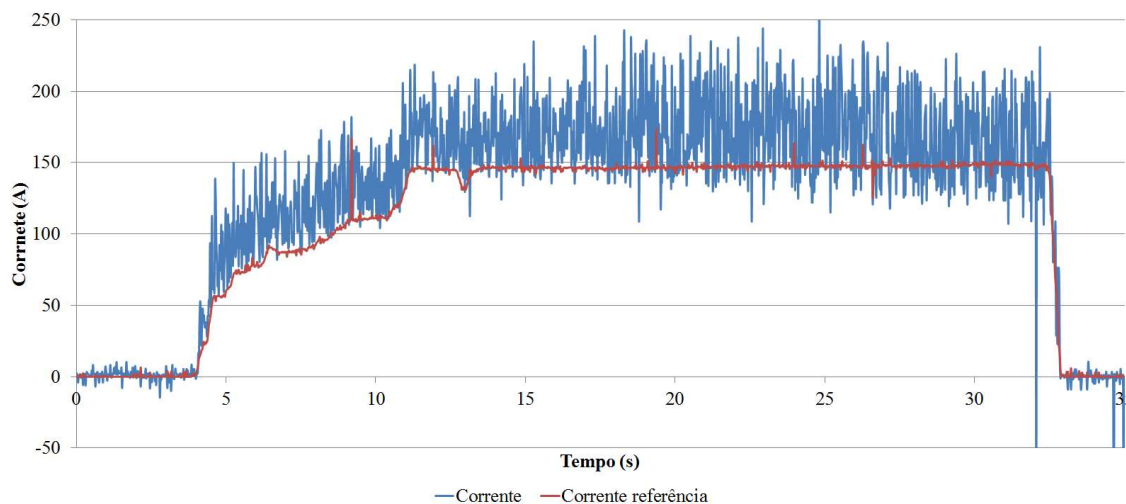


Figura 5.40 – Teste em modo de deslizamento com 150 A e o acelerador constante.

Na Figura 5.40, verifica-se que na pior das hipóteses, a corrente injetada em vez de ser 150 A, é de 170 A, dando um erro de 20 A. Nas simulações, utilizando uma gama de histerese de 2 A, obteve-se 8 A e a 16,8 kHz. Para um sistema que estava a funcionar a cerca de 5 kHz, já seria de esperar que a variação da corrente fosse superior. Novamente existiu um erro associado à referência em relação à corrente, isto deveu-se ao facto de não ter sido calibrado o sensor, como já foi referido.

A utilização de uma corrente superior teria um impacto na resposta e velocidade do veículo, mas devido às limitações dos IGBT, díodos e máquina elétrica, não foram efetuados testes para correntes superiores.

No total foram efetuados cerca de 530 segundos de testes para este modo, o que corresponde a quase 9 minutos. A bateria utilizada apresentava uma capacidade de 4,032 kWh e a energia utilizada durante este tempo de utilização foi 816,91 Wh.

Considerando um tipo de condução semelhante ao longo de todo o tempo, seria possível obter uma autonomia de 44 minutos. A distância percorrida máxima, se for novamente feita uma interpolação, atingiria apenas 2,966 km, isto porque os testes foram efetuados em condições diferentes dos anteriores, não podendo ser comparáveis.

Após se obterem todos os resultados foi possível calcular o rendimento do sistema e saber que potência foi utilizada no veículo elétrico.

Nas características do motor é apresentado um rendimento próximo de 90%, nas condições utilizadas no projecto. Para um sistema de 72 V a 300 A, a cablagem apresenta uma perda de 0,628 %, seguida de um conversor que apresenta uma queda de tensão de 1,7 V, o que corresponde a 510 W de perdas na pior situação, o que se reflete em uma perda de 2,361 %. Como o motor apresentava um rendimento de 90 %, tem-se:

$$\eta = (100 - 2,361 - 0,628) \times 0,9; \quad (5.6)$$

obtendo-se assim um rendimento elétrico de 87,31 %.

Este rendimento ainda é reduzido pelo rendimento da ligação do motor ao eixo traseiro do veículo, mas este parâmetro não pôde ser medido, por não haver um medidor de binário que pudesse ser acoplado ao veículo elétrico.

## 5.4 Conclusão

Neste capítulo abordaram-se os moduladores que foram utilizados, nomeadamente os conversores DC-DC redutor e em ponte H, descreveu-se a sua implementação e a implementação dos controladores.

Explicou-se o condicionamento de sinal para o controlo de todo o sistema, desde o acelerador, até aos sensores. A implementação destes também foi abordada, bem como os métodos utilizados e a sua disposição no VE.

Apresentaram-se as características das baterias, fez-se o dimensionamento das mesmas e indicou-se como foi feito o seu acondicionamento.

Abordou-se o tipo de microcontrolador utilizado e os módulos integrados utilizados no projeto. Foi apresentada também a arquitetura utilizada para o processamento distribuído e partilhado e o fluxo de informação com a comunicação entre microcontroladores.

Seguidamente, foi apresentada a montagem do veículo elétrico, o tipo de estrutura utilizada, onde foi fixado o motor, onde as baterias foram dispostas, e como foi tratada e escolhida a cablagem e fusíveis, montagem de conversores e montagem final.

Foram apresentados os resultados do funcionamento do veículo elétrico com comando em malha aberta, com recurso a um modulador PWM, primeiramente com uma ponte H, sendo registados os resultados para diversas tensões das baterias, obtendo-se uma corrente máxima de 10 A.

Nos testes em carga, com o conversor DC-DC redutor unidirecional foram realizados testes práticos e confirmaram-se com resultados de simulação a semelhança entre os testes.

Foi também calculado o consumo médio e a autonomia, para as condições de teste.

Foi ainda testado um sistema de controlo por modo de deslizamento, sendo que se verificou um acompanhamento da corrente em função da referência aplicada, num sistema que funcionou (limitado) a 150 A.



## 6 Conclusões e trabalhos futuros

Neste trabalho foi apresentada a evolução histórica dos veículos elétricos, bem como algumas configurações existentes para um veículo elétrico.

Analisaram-se os tipos de máquinas elétricas utilizados em VE, as suas vantagens e desvantagens e foi dado um especial ênfase ao motor de corrente contínua, definindo as suas equações dinâmicas.

Seguidamente, foi abordado o comportamento das baterias, definindo quais as tecnologias existentes, as características de cada tecnologia, bem como foi feita a interpretação dos parâmetros e considerações a ter em conta quanto ao dimensionamento de um banco de baterias.

No controlo das máquinas elétricas é necessário utilizar um sistema de controlo. Analisou-se diversos tipos de conversores comutados, o seu dimensionamento, o seu princípio de funcionamento e técnicas de implementação de um sistema de travagem regenerativa. Foi feita uma análise aos conversores, no que toca a tipos de moduladores, técnicas de ajuste para os compensadores e foram estudados os equipamentos existentes no mercado.

Foi referida a integração de VE na REE, como estes podem afetar a rede e que tipo de impacto podem ter na mesma. Foi ainda apresentada uma solução criada pela *Tesla Motors*, a *Powerwall*, para este tipo de integração.

Abordou-se a modelação dos componentes e características associadas ao projeto proposto, integrando o modelo físico do veículo elétrico, do motor e do circuito de controlo.

Descreveu-se o método de análise do sistema, tipo de controlo a ser implementado, métodos de dimensionamento de compensadores e arquiteturas a serem implementadas.

Fez-se o comando da tensão DC da máquina elétrica. A equação dinâmica foi representada num sistema de 2ª ordem, através do qual foi possível controlar a corrente, a velocidade, e ambos os parâmetros.

Foi possível verificar o comportamento do motor elétrico PMDC em função das equações da dinâmica. Isto permitiu que fosse analisado como os seus parâmetros, tal como a corrente e a velocidade, se comportariam em diversas situações.

Criaram-se modelos de simulação para as diversas fases de controlo do veículo elétrico, começando pelo modelo físico do veículo elétrico, que define o comportamento do veículo elétrico no seu meio, podendo ser ajustados diversos parâmetros, entre os quais as características da sua massa, rodas, bem como características externas como o vento e a inclinação. Foi feita uma análise das forças aplicadas por estas variáveis em função da velocidade, obtendo-se assim a reta que caracteriza o binário resistente em função da velocidade.

Verificou-se que, num modelo onde não existia qualquer tipo de controlo, em malha aberta, o comportamento da corrente era incerto. Se a referência apresentava

numa variação baixa, a corrente variava suavemente. No entanto, se fosse provocada uma variação rápida a corrente elevava-se para valores muito elevados, podendo danificar os IGBT, díodos ou máquina elétrica.

Implementaram-se diversos tipos de controlo em malha fechada, entre os quais, o modo em deslizamento, PI e PID da corrente e PI de velocidade.

O controlo em modo de deslizamento, fazia com que a corrente acompanhasse a corrente de referência aplicada através do acelerador. No entanto ao atingir-se a velocidade máxima, não foi possível controlar a corrente, isto porque a f.e.m. se aproximou da tensão aplicada, impossibilitando o funcionamento do conversor redutor. Verificou-se uma resposta instantânea à referência. Abordaram-se os moduladores utilizados, nos conversores DC-DC redutor unidirecional e em ponte H.

Explicou-se o condicionamento de sinal para o controlo de todo o sistema, desde o acelerador, até aos sensores. A implementação destes também foi abordada, bem como os métodos utilizados.

Apresentaram-se as características das baterias, fez-se o dimensionamento das mesmas e indicou-se como foi feito o seu acondicionamento.

Abordou-se o tipo de microcontrolador utilizado e os módulos integrados utilizados no projeto. Foi apresentada também a arquitetura utilizada para o processamento distribuído e partilhado e o fluxo de informação com a comunicação entre microcontroladores.

Seguidamente, foi apresentada a montagem do veículo elétrico, o tipo de estrutura utilizada, onde foi fixado o motor, onde as baterias foram dispostas, e como foi tratada e escolhida a cablagem e os fusíveis, montagem de conversores e montagem final.

Foram apresentados os resultados do funcionamento do veículo elétrico com comando em malha aberta, com recurso a um modulador PWM, primeiramente com uma ponte H, sendo que se registaram resultados para diversas tensões das baterias, obtendo-se uma corrente máxima de 10 A.

Nos testes em carga, com o conversor DC-DC redutor unidirecional foram feitos testes práticos e confirmaram-se com resultados de simulação a semelhança entre os testes.

Foi também calculado o consumo médio e a autonomia, para as condições de teste.

Foi ainda testado um sistema de controlo por modo de deslizamento, sendo que se verificou um acompanhamento da corrente em função da referência aplicada, num sistema que funcionou (limitado) a 150 A.

No final deste trabalho foi concluído o estudo das máquinas elétricas, montando um conversor de potência com sucesso para a máquina elétrica escolhida. Foi possível aplicar o controlo de grandezas no sistema, e efetuar simulações do sistema com uma boa aproximação. Foi implementado o controlo com microcontroladores, recorrendo a arquiteturas com processamento distribuído e partilhado para o controlo do veículo

elétrico, bem como a implementação de diversos sistemas no veículo elétrico. Obtiveram-se resultados práticos do sistema com a arquitetura apresentada o que originaram um artigo sobre processamento distribuído e partilhado, com o nome de “*Distributed parallel computing with low cost microcontrollers for high performance electric vehicles*” submetido e aceite para a conferência *Euromicro Conference on Digital System Design 2015*.

## 6.1 Trabalhos futuros

Como trabalhos futuros, propõe-se que sejam realizados testes em carga com a ponte H, para colocar em funcionamento todos os sistemas implementados com processamento distribuído e partilhado, usando os três microcontroladores.

Deverá também ser implementado um sensor de velocidade mais preciso no veículo, de forma a se saber a velocidade a que este se desloca, podendo assim implementar-se controladores de velocidade.

Será interessante integrar compensadores PI e PID no controlador, para se obterem resultados destes, bem como o dimensionamento deste tipo de controladores clássicos com os métodos de *Ziegler-Nichols* e *Cohen-Coon*.

Outro aspecto que poderá ser melhorado será a implementação de um sistema de carregamento integrado no controlador, para ser possível carregar todas as 6 baterias em conjunto, usando o conversor em ponte H.

Implementar o *cruise control* para se efetuarem testes com velocidades constantes, que possam ser comparáveis aos das simulações.

Efetuar testes com uma máquina elétrica trifásica de indução, equiparada à máquina elétrica utilizada neste projeto, para comparar os resultados.

Integrar um sistema de gestão da energia, para integrar numa rede elétrica, bem como a realização da gestão de energia das baterias, com uma BMS, contribuindo para uma melhor utilização da carga das baterias.



---

## Referências

- [1] Associação Portuguesa do Veículo Elétrico. (2014, Agosto) Associação Portuguesa do Veículo Elétrico. [Online]. <http://www.apve.pt/content01.asp?treeID=07&categoriaID=6>
- [2] (2014, Agosto) Wikipédia. [Online]. [http://pt.wikipedia.org/wiki/General\\_Motors\\_EV1](http://pt.wikipedia.org/wiki/General_Motors_EV1)
- [3] James Larminie and John Lowry, *Electric Vehicle Technology Explained*, 2nd ed.: Wiley, 2003.
- [4] Delfim Duarte Rolo Pedrosa, "Desenvolvimento de um Veículo Elétrico," Universidade do Minho, Minho, Tese de Mestrado 2010.
- [5] K.T. Chau and C.C. Chan, "Overview of Permanent-Magnet Brushless Drives for Electric and Hybrid Electric Vehicles," *IEE*, vol. 55, pp. 2246-2256, June 2008.
- [6] Wally Rippel. (2007, Janeiro) Induction versus DC Brushless Motors | Tesla Motors. [Online]. <http://www.teslamotors.com/blog/induction-versus-dc-brushless-motors>
- [7] HikeonthePast. (2013, Fevereiro) automotive - Why does a Tesla car use an AC motor instead of a DC one? - Electrical Engineering Stack Exchange. [Online]. <http://electronics.stackexchange.com/questions/58236/why-does-a-tesla-car-use-an-ac-motor-instead-of-a-dc-one?answertab=votes#tab-top>
- [8] Tesla. (2015) Tesla Model S | Tesla Motors. [Online]. <http://my.teslamotors.com/models/design>
- [9] John Morehead. (2015) What is a Permanent Magnet AC Motor PMAC and the Nissan Leaf motor: John Morehead's Motion Control and Electric Motor Blog. [Online]. <http://www.johnmorehead.com/nissan-leaf-ev-and-what-is-a-permanent-magnet-ac-motor/>
- [10] Nissan. (2015) Convivência com o Nissan Leaf - veículos elétricos Nissan. [Online]. <http://www.nissan.pt/PT/pt/vehicle/electric-vehicles/leaf/discover/life-with-ev.html>
- [11] NetGain Motors, Inc. (2015) NetGain Motors, Inc. - Home. [Online]. <http://www.go-ev.com/>
- [12] Gil Marques, "Controlo de Motores Elétricos," Lecionação de aulas, Controlo de Acionamento Eletromecânicos 2007.
- [13] Siemens, Motores de Corrente Contínua, Guia Rápido para uma especificação precisa, 2006, Unidade Automação e Controle - Acionamentos e Motores Elétricos - PUBLICAÇÃO TÉCNICA.
- [14] Austin Hughes, *Electric Motors and Drives, Fundamentals, Types and Applications*, 3rd ed. Oxford, Great Britain: Elsevier, 2006.
- [15] E. Sulaiman, N. S. M. Amin, Z.A. Husin, M. Z. Ahmad, and T. Kosaka, "Design Study and Analysis of Hybrid Excitation Flux Switching Motor with DC Excitation in Radial Direction," *IEEE 7th International Power Engineering and Optimization Conference*, June 2013.
- [16] Heidi Fisk and Johan Leigard, "A Battery Management Unit," Chalmers University of Technology, Sweden, Tese de Mestrado 2010.
- [17] Hendrik Johannes Bergveld, "Battery Management Systems - Design by

- Modelling," Universidade de Twente, Tese de Doutorado 2001.
- [18] Dennis Doerffel and Suleiman Abu Sharkh, "A critical review of using the Peukert equation for determining the remaining capacity of lead-acid and lithium ion batteries," *Journal of Power Sources* 155, Junho 2005.
- [19] Rafael Lima Peixoto, "Monitoramento da Descarga de Bateria com o uso de Microprocessador ARM," Universidade Federal do Rio de Janeiro, Ria de Janeiro, Tese Licenciatura 2012.
- [20] Pedro Miguel Pousada da Rocha Almeida, "Impact of Vehicle to Grid in the Power System Dynamic Behaviour," Universidade do Porto, Porto, Tese de Doutorado 2011.
- [21] Téo Cerqueira Revoredo, "Modelagem e Gerenciamento de Potência de um Veículo Elétrico Híbrido de Célula a Combustível," Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, Tese de Mestrado 2007.
- [22] Thomas Fisher. (2015) What Goes Into a Tesla Model S Battery--And What It May Cost. [Online]. [http://www.greencarreports.com/news/1084682\\_what-goes-into-a-tesla-model-s-battery--and-what-it-may-cost](http://www.greencarreports.com/news/1084682_what-goes-into-a-tesla-model-s-battery--and-what-it-may-cost)
- [23] D. Grahame Holmes and Thomas A. Lipo, *Pulse Width Modulation for Power Converters Principles and Practice*, Stamatios V. Kartalopoulos, Ed.: IEEE Press, 2003.
- [24] Robert W. Erickson and Dragan Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*, 2nd ed. Massachusetts, Estados Unidos: Kluwer Academic Publishers, 2004.
- [25] J.Silva, *Sistemas de Energia em Telecomunicações*, 2009, Textos de Apoio.
- [26] EV West. (2015) Controllers, EV West - Electric Vehicle Parts, Components, EVSE Charging Stations, Electric Car Conversion Kits. [Online]. <http://www.evwest.com/catalog/index.php?cPath=1&osCsid=pllbt2m7foudtvek8h7gf4bj17>
- [27] Pritam Das, Josef Drobnik, Praveen K. Jain, Alireza Bakhshai Majid Pahlevaninezhad, "A Novel ZVZCS Full-Bridge DC/DC Converter Used for Electric Vehicles," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, June 2012.
- [28] Sheldon S. Williamson Zahra Amjadi, "Prototype Design and controller Implementation for a Battery-Ultracapacitor Hybrid Electric Vehicle Energy Storage System," *IEEE Transactions on Smart grid*, vol. 3, Março 2012.
- [29] Karl J. Åström and Richard M. Murray, *Feedback Systems: An Introduction for Scientists and Engineers*, 210th ed.: Princeton University Press, 2009.
- [30] Tomas B. Co. (2012, Fevereiro) Standard PID Tuning Methods.
- [31] Basil Hamed and Moayed Al-Mobaied, "Fuzzy PID Controllers Using FPGA Technique for Real Time DC Motor Speed Control," *Scientific Research*, Agosto 2011.
- [32] Asim Ali Khan and Nishkam Rapal, "Fuzzy PID Controller: Design, Tuning and Comparison with Conventional PID Controller," *IEEE*, 2006.
- [33] Wanderley Cardoso. *Sistemas Realimentados - Controladores PID*.
- [34] K. Vijaya Lakshmi, V. Naveen Kumar P. Srinivas, "A comparison of PID controller Tuning Methods for Three Tank Level Process," *International Journal of Advanced Reseach in Electrical, Electronics and Instrumentation Engeneering*, vol. 3, no. 1, pp. 2320-3765, January 2014.

- [35] James Bennett, Ajay Bhasin, Jamila Grant, and Wen Chung Lim. (2014, Setembro) PID Tuning Classical - Controls Wiki. [Online]. [https://controls.engin.umich.edu/wiki/index.php/PIDTuningClassical#Ziegler-Nichols\\_Method](https://controls.engin.umich.edu/wiki/index.php/PIDTuningClassical#Ziegler-Nichols_Method)
- [36] Carlos Francisco, "Produção de energia elétrica a partir de fontes de energia renováveis para sistemas de microprodução," Universidade da Madeira, Funchal, Tese Mestrado 2012.
- [37] Wilson Arnaldo Artuzi Junior and Ricardo Rodrigo Wolf Cruz, "Introdução à Transformada Z," Universidade Federal do Paraná, Paraná, Relatório 2010.
- [38] Xunjiang Dai and Qin Chao, "The Research of Photovoltaics Grid-Connected Inverter Based on Adaptive Current Hysteresis Band Control Scheme," in *International Conference on Sustainable Power generation and Supply*, Nanjing, 2009.
- [39] Maxim Integrated Products. (2007, Janeiro) Class D amplifiers: Fundamentals of Operation and Recent Developments. [Online]. <http://www.maximintegrated.com/en/app-notes/index.mvp/id/3977>
- [40] Vitor Aguiar, "Optimização de Microprodução em Redes Inteligentes de Energia," Universidade da Madeira, Funchal, Tese Mestrado 2014.
- [41] Texas Instruments. (2014, Setembro) Texas Instruments. [Online]. [www.ti.com](http://www.ti.com)
- [42] Paul Haley, "Effect of Electrical Vehicles on Residential Distribution Systems," Universidade do Estado de Louisiana, Louisiana, Tese de Mestrado 2012.
- [43] Joana Maria Rocha Balsa, "Avaliação do impacto da introdução de veículos elétricos na procura de combustíveis em Portugal," Faculdade de Economia da Universidade de Coimbra, Coimbra, Tese de Mestrado 2013.
- [44] Creative Commons. (2014, Novembro) Green Savers - Utilização de veículos elétricos em Portugal ainda é escassa. [Online]. <http://greensavers.sapo.pt/2014/11/12/utilizacao-de-veiculos-electricos-em-portugal-ainda-e-escassa-com-video/>
- [45] Pia Grahn, "Electric Vehicle Charging Impact on Load Profile," Royal Institute of Technology - School of Electrical Engineering, Stockholm, Tese de Licenciatura ISBN 978-91-7501-592-7, 2013.
- [46] Maximilian Parness, "The Environmental and Cost Impact of Vehicle Electrification in the Azores," Drexel University, Tese de Mestrado 2011.
- [47] Tesla Motors. (2015) Powerwall | Tesla Home Battery. [Online]. <http://www.teslamotors.com/powerwall>
- [48] Farhan A. Salem, "Mechatronics Design of Small Electric Vehicles; Research and Education," *International Journal of Mechanical & Mechatronics Engineering*, vol. 13, February 2013.
- [49] Anaheim Automation. (2015, Fevereiro) Anaheim Automation. [Online]. <http://www.anaheimautomation.com/manuals/forms/brush-dc-motor-guide.php#sthash.fMJU6ZRl.AwwBYkIx.dpbs>
- [50] Reston Condit Microchip Technology Inc. (2004) Brushed DC Motor Fundamentals.
- [51] G. C. R. Sincero, P. Viarouge J. Cros, "Design Method for Brush Permanent Magnet DC Motor," Universidade Laval, Canadá, Artigo 2009.
- [52] (2014, Agosto) Power Electronics Technology. [Online].

- [http://ee.eng.usm.my/eeacad/syafrudin/nota/Lecture%20Note%20Macine%20&%20Drives%20\(Power%20Electronic%20Converter\).pdf](http://ee.eng.usm.my/eeacad/syafrudin/nota/Lecture%20Note%20Macine%20&%20Drives%20(Power%20Electronic%20Converter).pdf)
- [53] S. T. Yusuf, A. S. Samosir, and M. Abdulkadir, "Simplified Model of a DC Rotating Machine for Mechanical Energy Generation using MATLAB/SIMULINK," *International Journal of Engineering and Innovative Technology (IJEIT)*, vol. 2, no. 6, Dezembro 2012.
- [54] Emad Said Addasi, "Modelling and Simulation of DC-Motor Electric Drive Control System with Variable Moment of Inertia," *ACEEE International Journal on Electrical and Power Engineering*, vol. 4, no. 1, Fevereiro 2013.
- [55] F. W. Grover. (2015, Fevereiro) Wire Inductance | Electronics and Electrical Engineering Tools | EEWeb Community. [Online]. <http://www.eeweb.com/toolbox/wire-inductance>
- [56] M. R. Ward, *Electrical Engineering Science*, 1971.
- [57] Energy Solutions, power at your control. (2014) Energy Solutions, power at your control, Conductor Requirements for ISO 10133. [Online]. <http://www.energy-solutions.co.uk/wiring-standards.html>
- [58] Powerex. (2015) CM400DY-12NF Dual IGBTMOD NF-Series Module 400 Amperes/600 Volts. [Online]. [http://www.pwr.com/pwr/docs/cm400dy\\_12nf.pdf](http://www.pwr.com/pwr/docs/cm400dy_12nf.pdf)
- [59] Semikron. (2015) Semidriver SKHI 22A. [Online]. <http://www.semikron.com/dl/service-support/downloads/download/semikron-datasheet-skhi-22-a-b-r-15012521>
- [60] Texas Instruments. (2003) SN74LS05. [Online]. <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/sn7405.pdf>
- [61] Texas Instruments. (2015) Hex buffers/drivers with open-collector high-voltage outputs. [Online]. <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/sn7416.pdf>
- [62] LEM, Current Transducer HTFS 200. 800-P/SP2, 2015, Datasheet.
- [63] MurataPower Solutions. (2015) 6kVDC Isolated 2W Dual Output DC/DC Converters NMS1215C. [Online]. <http://power.murata.com/en/products/dc-dc-converters/isolated/bipolar/nms1215c.html>
- [64] Burr-Brown Products from Texas Instruments. (2015) ISO124p. [Online]. <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/iso124.pdf>
- [65] Hamlin. (2014) 55505 Hall Effect Flange Mount Gear Tooth Sensor. [Online]. <http://www.hamlin.com/product-detail.cfm?productid=80>
- [66] ST Microelectronics. (2004) Positive Voltage Regulators, L7800 SERIES. [Online]. [http://www.datasheetcatalog.com/datasheets\\_pdf/L/7/8/0/L7800-SERIES.shtml](http://www.datasheetcatalog.com/datasheets_pdf/L/7/8/0/L7800-SERIES.shtml)
- [67] National Semiconductor. (2004) LM317 3-Terminal Adjustable Regulator. [Online]. <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm317.pdf>
- [68] Analog Devices. (2009) Small, Low power, 3-Axis,  $\pm 3$  g Accelerometer ADXL335. [Online]. <http://www.analog.com/en/products/mems/mems-accelerometers/adxl335.html>
- [69] Atmel. (2015) Atmega328p. [Online]. <http://www.atmel.com/devices/atmega328.aspx>
- [70] Maxim Integrated. (2015) DS18B20 Programmable resolution 1-Wire digital thermometer. [Online].

- <http://datasheets.maximintegrated.com/en/ds/DS18B20.pdf>
- [71] Texas Instruments, Tiva TM4C123GH6PM Microcontroller, 2015, Datasheet.
- [72] Texas Instruments. (2015, Fevereiro) Tiva C Series LaunchPad Evaluation Kit - EK - TM4C123GXL - TI Tool Folder. [Online]. <http://www.ti.com/tool/ek-tm4c123gxl>
- [73] Motenergy, Inc. (2015, Fevereiro) Motenergy ME 1003.
- [74] Varta Automotive. (2014) Bem-vindo | Varta | Varta. [Online]. <http://www.varta-automotive.pt/pt-pt>
- [75] AxonCable SA S. (2014, Dec.) Maximum Current of an Operating Wire. [Online]. [http://www.axon-cable.com/en/06\\_customerArea/03\\_toolbox/04\\_intensity/index.aspx](http://www.axon-cable.com/en/06_customerArea/03_toolbox/04_intensity/index.aspx)
- [76] Douglas Giancoli, 25. *Electric Currents and Resistance*, 4th ed. Jocelyn Philips, Upper Saddle River, New Jersey: Prentice Hall, 2009.
- [77] Stephen J. Chapman, *Electric Machinery Fundamentals*, 5th ed., BAE Systems Australia, Ed. New York: Edition, McGraw Hill International, 2012.
- [78] Dr.Gleb V. Tcheslavski. (2008) Lecture 7: Synchronous machines. Apresentação.
- [79] PuTTY. (2015, Fevereiro) PuTTY Download Page. [Online]. <http://www.chiark.greenend.org.uk/~sgtatham/putty/download.html>
- [80] Eran Duchan. (2014, Novembro) The Dot Factory: An LCD Font and Image Generator. [Online]. <http://www.eran.io/the-dot-factory-an-lcd-font-and-image-generator/>



# ANEXOS



## Anexo A - Máquina de corrente alternada síncrona

A outra categoria de máquinas elétricas, são as que utilizam corrente alternada como fonte de energia.

Geralmente utilizadas para aplicações de grande potência, devido ao facto de ser possível controlar a corrente induzida nos enrolamentos do rotor e assim aumentar o fluxo através de contactos mecânicos recorrendo à injeção de corrente contínua. Apenas algumas máquinas apresentam estas características, pois os contactos mecânicos, anéis e escovas, apresentam perdas e desgaste.

Um núcleo de material ferromagnético em forma de um tambor, com cavidades no seu interior, onde é instalado um enrolamento polifásico, é considerado o estator, sendo estes enrolamentos o induzido da máquina.

O rotor, apresenta enrolamentos do indutor, podendo ser pólos lisos ou salientes, alimentados com uma corrente contínua. Em outras configurações podem ser apresentados estes enrolamentos em curto-circuito. A Figura A.1 representa a disposição da máquina síncrona de pólos salientes.

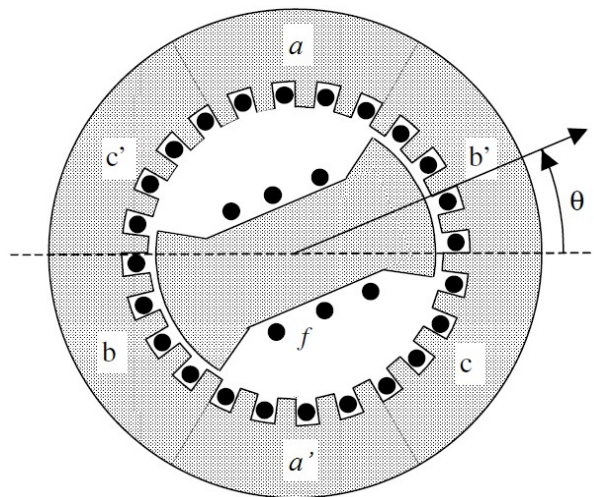


Figura A.1 – Disposição da máquina síncrona de pólos salientes.

Na Figura A.1, apresenta-se uma máquina síncrona trifásica de dois pólos, onde as letras  $a$  e  $a'$  representam uma fase, com os enrolamentos em sentidos diferentes respetivamente, seguidos da segunda fase, representada por  $b$  e  $b'$  e a terceira por  $c$  e  $c'$ .

Os enrolamentos representados no rotor como  $f$  estão em curto-circuito, e  $\theta$ , como o ângulo da fase induzida pela frequência da portadora [12].

A velocidade é controlada em função frequência da portadora e do número de pólos que a máquina apresenta.

Sabendo que a velocidade rotacional mecânica da máquina está sincronizada com a frequência da onda aplicada, a equação que define essa relação é dada por:

$$f_e = \frac{p}{120} n_m; \quad (\text{A.1})$$

com  $f_e$  a frequência elétrica em Hz (*hertz*),  $n_m$  a velocidade do rotor da máquina (rpm) e  $p$  o número de pólos [77], [78].

Em três bobinas, com  $N_C$  voltas em cada uma delas, em torno do campo magnético do rotor, é induzida uma tensão com amplitude igual e com fases equidistantes de  $120^\circ$ . Essa tensão é representada da seguinte forma:

$$\begin{cases} e_{aa'}(t) = N_C \phi \omega_m \cos(\omega_m t) \\ e_{bb'}(t) = N_C \phi \omega_m \cos(\omega_m t - 120^\circ); \\ e_{cc'}(t) = N_C \phi \omega_m \cos(\omega_m t - 240^\circ) \end{cases} \quad (\text{A.2})$$

$\omega_m$  representando a frequência angular, podendo ser decomposto em  $2\pi f_e$ , para ficar em função da frequência.

A amplitude máxima da tensão induzida por um dado estator é:

$$E_A = \sqrt{2} \pi N_C \phi f = K \phi \omega; \quad (\text{A.3})$$

sendo  $K$  constante e representa as características da máquina e  $\omega$  a velocidade angular de rotação.

A tensão é representada da seguinte forma:

$$V_\phi = E_A - jX I_A - jX_A I_A - R I_A; \quad (\text{A.4})$$

onde  $V_\phi$  representa a tensão da fase,  $X_A$  a auto-indutância e ainda  $X$  a reatância da armadura quando a mesma fica a  $90^\circ$  com a corrente.

Geralmente,  $X_A$  e  $X$  são combinados em apenas uma variável,  $X_S$ , tornando assim a equação (A.4), na seguinte equação:

$$V_\phi = E_A - jX_S I_A - R I_A; \quad (\text{A.5})$$

A Figura A.2 representa o circuito equivalente de um gerador trifásico, com resistência variável,  $R_{adj}$ , para controlo da corrente de campo.

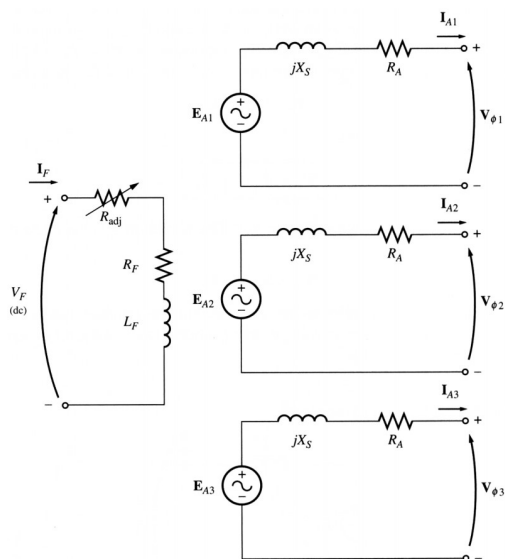


Figura A.2 – Circuito equivalente da máquina trifásica síncrona.

A tensão gerada nos terminais da Figura A.3(a) é  $V_T = \sqrt{3}V_\phi$  e na (b) é  $V_T = V_\phi$ .

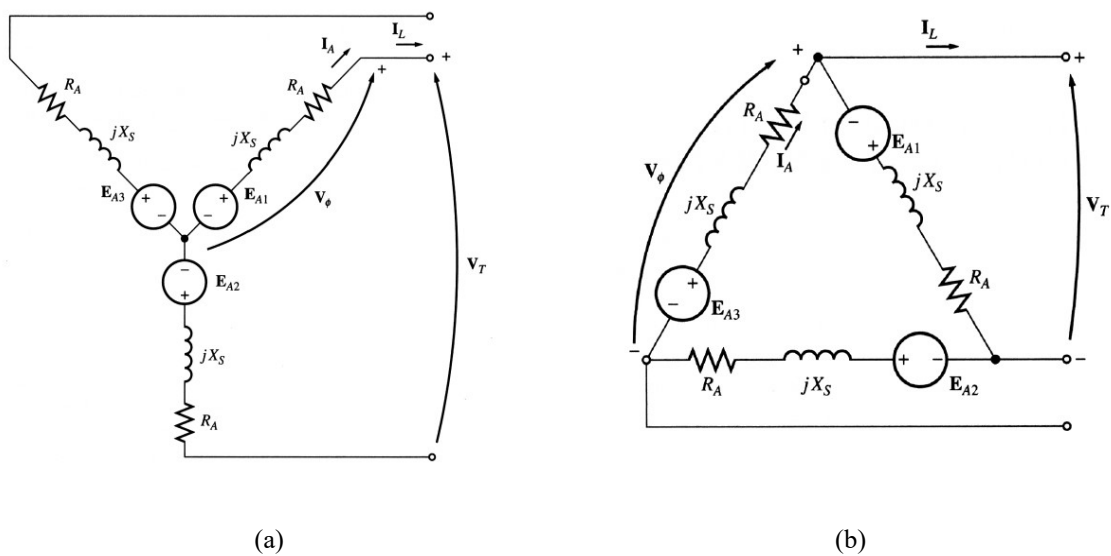


Figura A.3 – Configuração do sistema trifásico. (a) Em estrela; (b) em triângulo [78].



## Anexo B - Características do veículo elétrico

As características do veículo elétrico (kart) estão representadas na Tabela B. 1.

Tabela B. 1– Características físicas do kart.

Características	Parâmetro	Unidades
Densidade do ar	1,184	kg/m <sup>3</sup>
Aceleração gravítica	9,80665	m/s <sup>2</sup>
Massa	300	kg
Raio roda	0,138	m
Área frontal	0,574	m <sup>2</sup>
Área do elemento elevatório	0,02	m <sup>2</sup>
Pressão dos pneus	4	bar
Relação de engrenagens	18/26	Adimensional
Coefficiente de aerodinâmica	0,7	Adimensional
Coefficiente de elevação	0,16	Adimensional
Tensão das Baterias	72	V <sub>DC</sub>

As características elétricas e mecânicas do motor PMDC estão representadas na Tabela B. 2 e Tabela B. 3, respetivamente.

Tabela B. 2 – Parâmetros elétricos do motor

Parâmetros elétricos	Parâmetro	Unidade
Tensão de operação	0 mínimo to 96 máximo	V <sub>DC</sub>
Corrente contínua	200	A <sub>DC</sub>
Corrente pico	500 (10 sec), 400 (30 sec), 300 (60 sec)	A <sub>DC</sub>
Corrente sem carga(I <sub>NL</sub> )	6 A em tempo neutro	A <sub>DC</sub>
Corrente de pico de estagnação	500	A <sub>rms</sub>
Constante de tensão	0,02	V/RPM
Resistência na armadura (L-L)	0,01	Ω
Voltas	1	Voltas
Indutância	93 a 120 Hz	μH
Constante de binário	0,2	Nm/A
Potencia máxima contínua	16 (96V), 14,3 (84V), 12,6 (72V)	kW
Temperatura máxima	250	°F

Tabela B. 3 – Parâmetros mecânicos do motor.

<b>Parâmetros mecânicos</b>	<b>Parâmetros</b>	<b>Unidade</b>
<b>Velocidade nominal</b>	3000 (a 72 V <sub>DC</sub> )	rpm
<b>Velocidade máxima</b>	5000	rpm
<b>Binário nominal</b>	39 (200 A)	Lb-in
<b>Binário contínuo de estagnação</b>	20 (100 A)	Lb-in
<b>Binário de pico</b>	98 (a 500 A)	Nm
<b>Temperatura ambiente de operação</b>	-40 to 40 (para estes limites)	C
<b>Inércia da armadura</b>	268	kg.cm <sup>2</sup>
<b>Isolamento dos enrolamentos do motor</b>	F	Classe
<b>Temperatura máxima dos enrolamentos</b>	155	°C
<b>Configuração do veio</b>	Ver desenho [73]	
<b>Detalhes de montagem</b>	Ver desenho [73]	
<b>Binário de aperto dos terminais</b>	Ver desenho [73]	
<b>Peso</b>	39	Lb
<b>Direção de rotação</b>	Ventoinha Bidirecional	
<b>Temperatura de arrumo</b>	-30 to 150	°C
<b>Materiais de construção</b>	Standard	
<b>Número de escovas</b>	16	

## Anexo C - Modelo físico do veículo *MATLAB/Simulink*

Na Figura C. 1, está representado o diagrama de blocos do modelo físico do veículo elétrico, gerando à sua saída o binário resistente total e à sua entrada todas as variáveis e constantes necessárias para o seu controle.

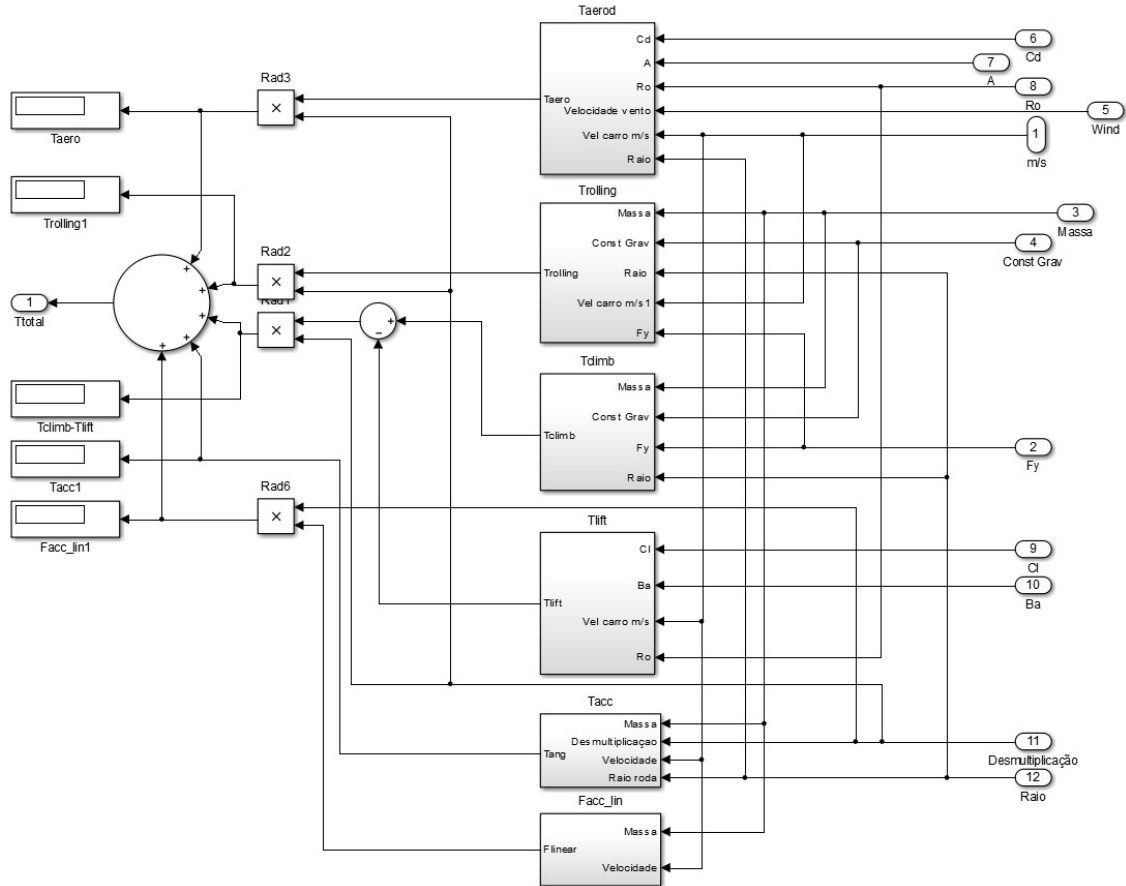


Figura C. 1 – Modelo físico do carro completo.

Neste modelo estão contidos todas as máscaras das equações definidas na equação (3.9).



## Anexo D - Resultados de simulação do comando em malha aberta

Na Figura D.1, está representado o resultado obtido com o sistema de comando sem compensador em malha aberta com PWM e sem o limitador à saída do sistema.

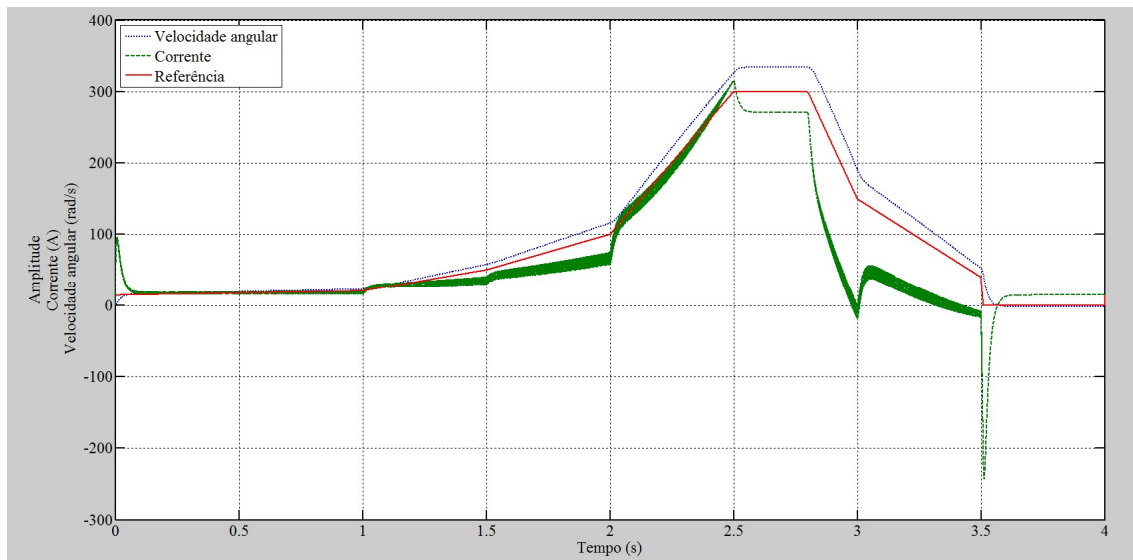


Figura D.1 – Resultado do comando em malha aberta com PWM sem limitador de corrente.

Como se pode verificar, a variação da corrente era ligeiramente superior a 300 A, chegando a atingir os 316 A, no entanto se a variação fosse mais agressiva, esta variação poderia ser maior. Quando ocorria uma redução da referência, a corrente tendia a ser negativa, ou seja, na direção da fonte.

O resultado da aplicação de um ângulo de 5° de inclinação, já com limitador integrado, está representado na Figura D.2.

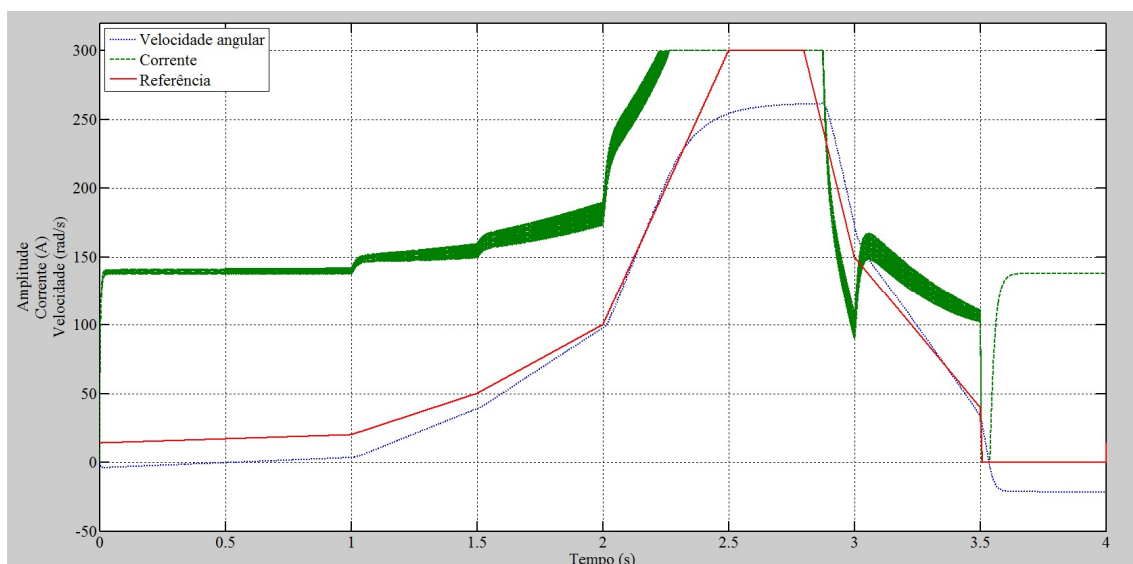


Figura D.2 – Resultado do comando em malha aberta com PWM, com limitador de corrente e 5° de inclinação.

Como seria de esperar, a corrente aumentava significativamente para subir a inclinação. Na desaceleração, visto não ter a capacidade de travagem regenerativa, a corrente mantinha-se a zero até a velocidade chegar a zero.

Na Figura D.3, está representado o comportamento do modelo quando o veículo elétrico se encontra numa declinação de  $5^\circ$ .

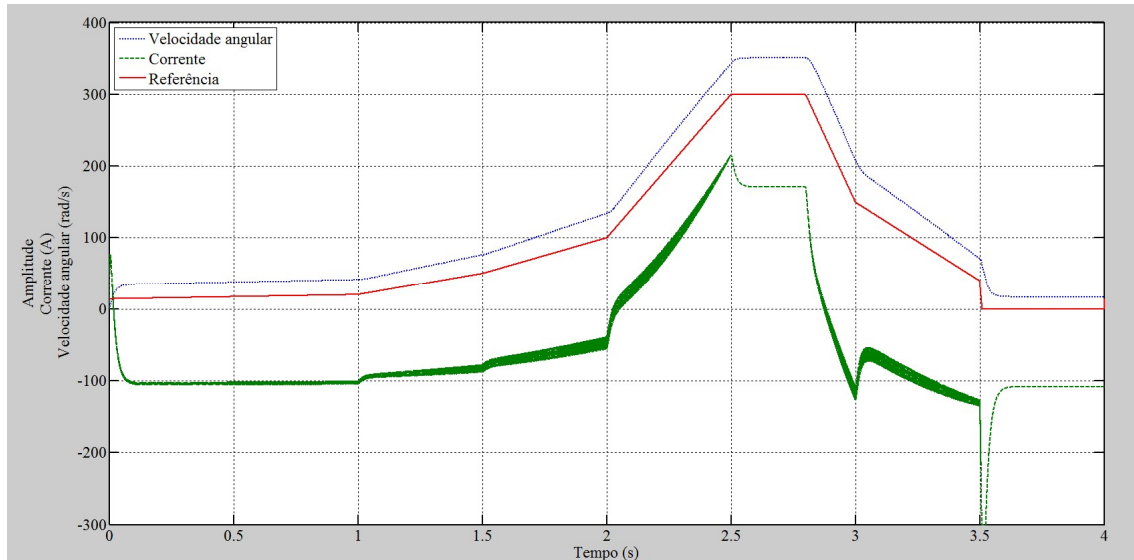


Figura D.3 – Resultado do comando em malha aberta com PWM, com limitador de corrente a  $-5^\circ$  de inclinação.

Pode-se verificar que, como encontrava-se numa declinação, a corrente necessária era nula e só haveria necessidade de injetar corrente quando o binário resistente gerado pelo vento igualasse o binário da declinação. Em suma o comportamento era semelhante, com a particularidade que neste teste foi mudado o limite para variar entre 300A e -300A, pois como a força aplicada ao modelo era negativa, a corrente seria no sentido da fonte.

A Figura D.4 representa a resposta da corrente à aplicação de um compensador PID para o controlo de velocidade do sistema da Figura 4.5.

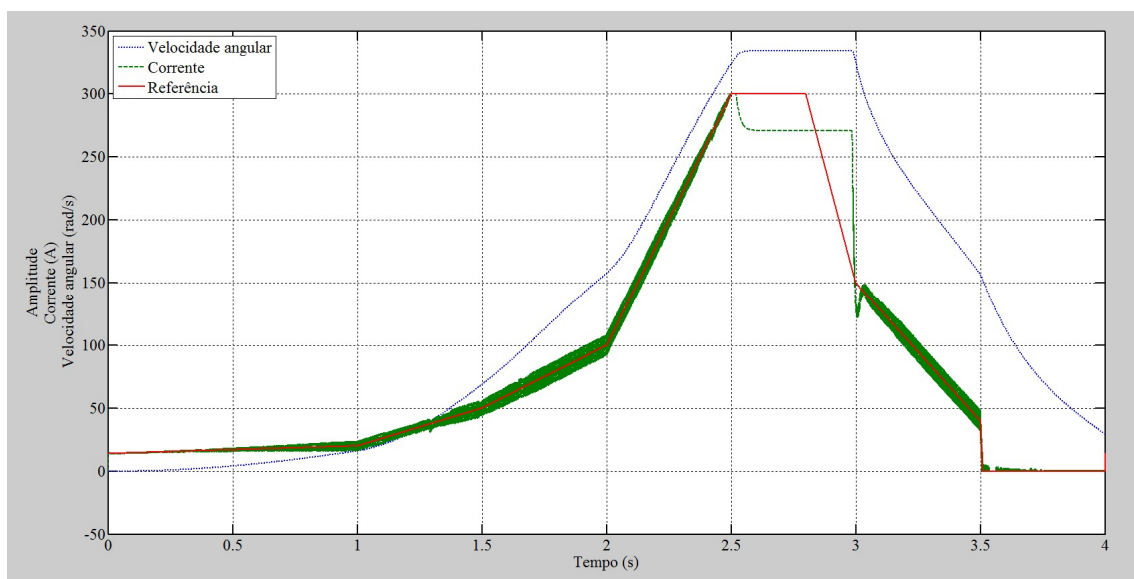


Figura D.4 – Resultado do sistema com compensador PID para controlo de corrente.

Verifica-se que existia um bom acompanhamento da corrente à referência e que existia apenas uma pequena oscilação na corrente no instante 3 s. A amplitude da corrente era igual à dos testes efetuados para o compensador PI (19A).

Na Figura D.5, está representada a aplicação de um valor máximo para a subida de uma inclinação de 5°, com o compensador PID no controlo de corrente.

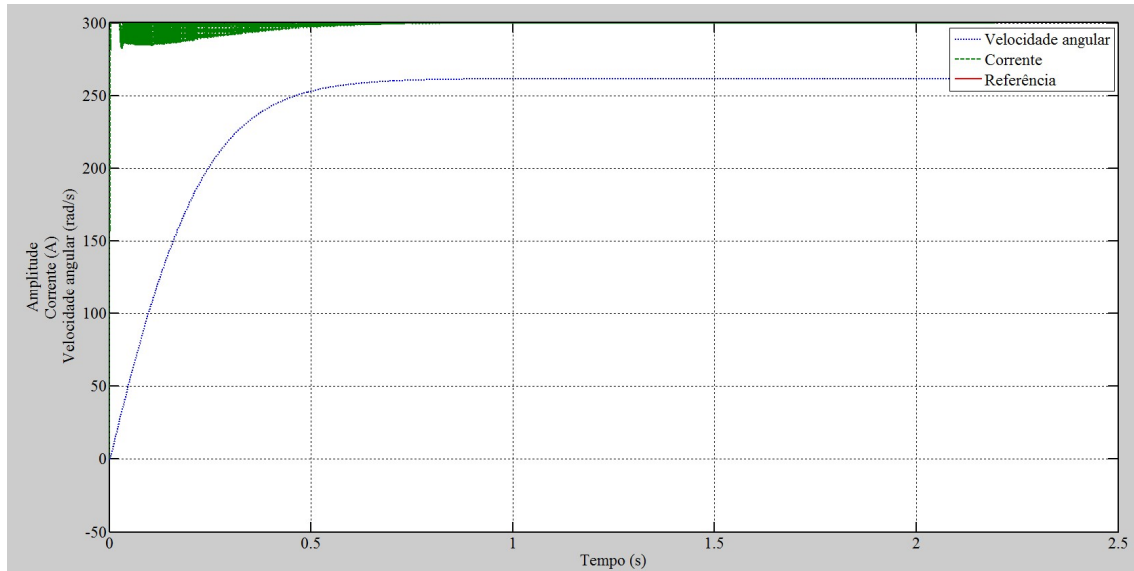


Figura D.5 – Resultado do sistema com compensador PID para controlo de corrente numa inclinação de 5°.

Verifica-se que na Figura D.5 a corrente sobia rapidamente com um *over-shoot* da corrente pouco evidente no instante inicial (visto a corrente ter sido limitada a 300 A), e a velocidade a progredir até se atingir a sua velocidade máxima para esta inclinação, pois o fluxo de campo era constante, e a velocidade reduzia-se em função da inclinação atingindo um máximo a 261 rad/s.



## Anexo E - Circuito de condicionamento de sinal do *driver* SKHI 22A

A Figura E.1, representa o esquema de ligação do *driver* SKHI 22A, estando representados as resistências e os condensadores necessários para o correto dimensionamento para os módulos IGBT deste projeto.

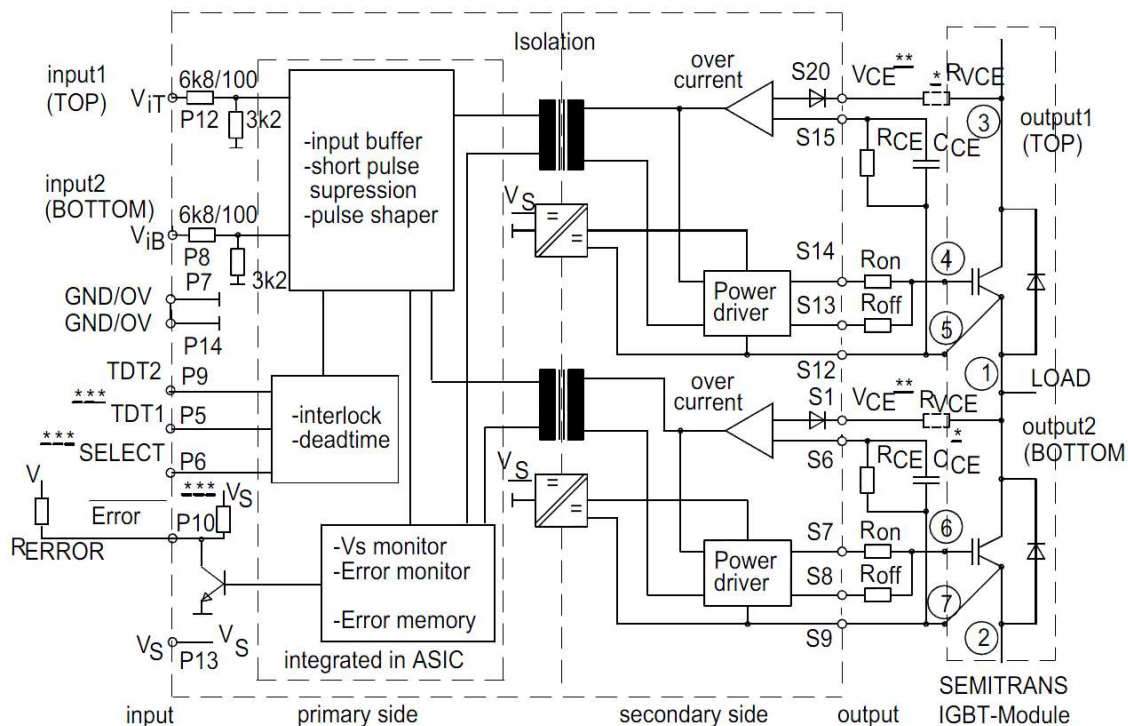


Figura E.1 – Circuito de condicionamento de sinal para o *driver* SKHI 22A [59].

Este esquema permite saber como dimensionar corretamente o *driver* para o controlo dos IGBT deste projeto, sendo que no *datasheet* estão representados os elementos que correspondem as resistências e aos condensadores, e como calcular os seus valores. Esse dimensionamento está apresentado no capítulo 5.

A placa foi criada em função do dimensionamento realizado no capítulo 5, secção 5.1. tendo sido utilizado o programa *Multisim/Ultiboard* para a criação do modelo da Figura E.2.

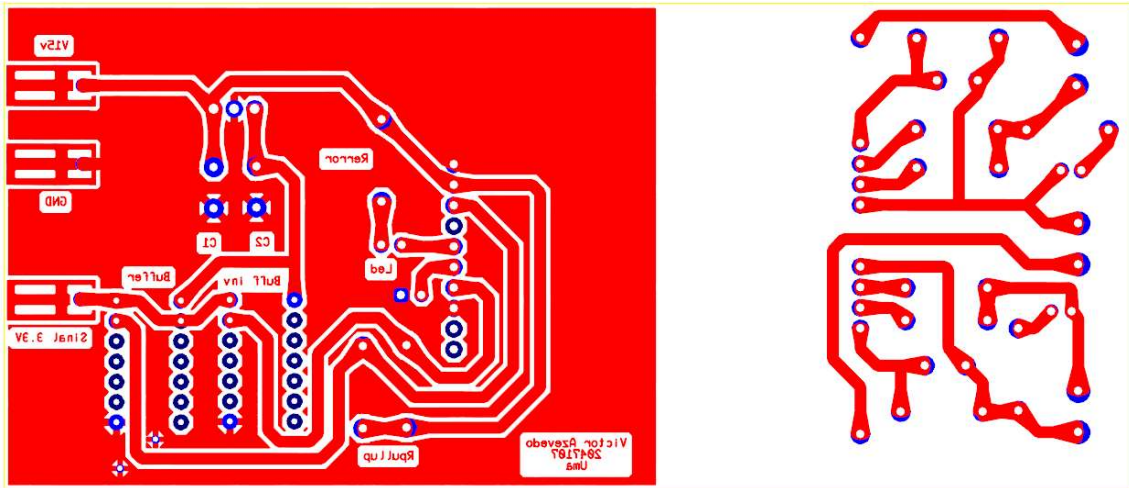


Figura E.2 – Camada inferior da placa dos *drivers*.

## Anexo F - Modelo *Ultiboard*

Para a realização deste trabalho foi necessário criar uma placa principal para acondicionar todos os elementos de aquisição de sinal, bem como o condicionamento de sinal, para que pudesse ser feita a leitura em segurança pelos microcontroladores. Nas Figura F.1e Figura F.2 estão as camadas criadas no software *Ultiboard* para a criação dessas placas.

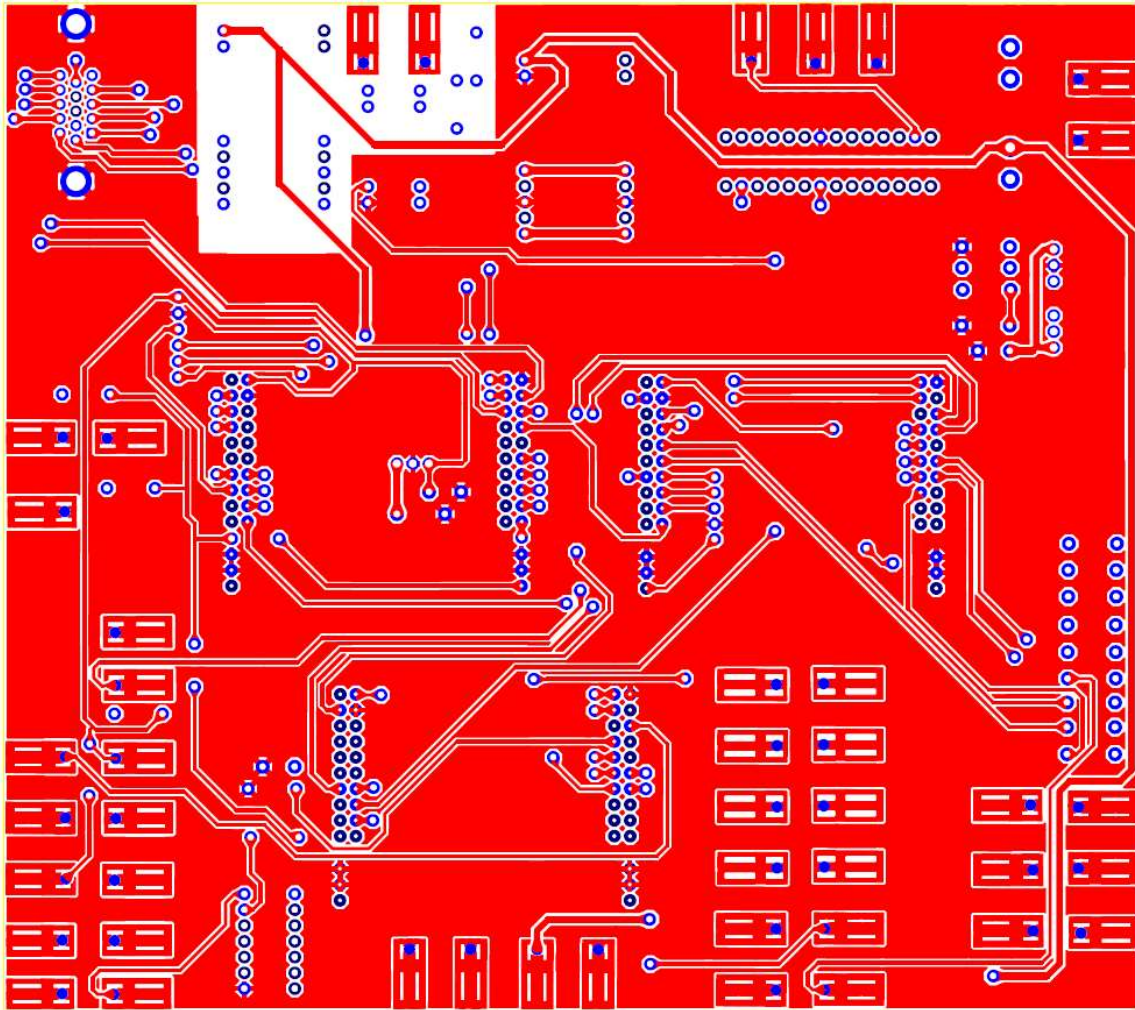


Figura F.1 – Camada inferior da placa principal.



## Anexo G - Configurações do microcontrolador

O projeto foi criado no CCS, para programar em C as funções que se pretendiam.

Começou-se por definir as bibliotecas que eram necessárias, como é apresentado na Figura G.1, para que o programa reconhecesse as funções utilizadas.

```
#include <stdbool.h>           #include "driverlib/debug.h"
#include <stdint.h>           #include "driverlib/fpu.h"
#include "math.h"             #include "driverlib/gpio.h"
#include "inc/hw_gpio.h"     #include "driverlib/interrupt.h"
#include "inc/hw_ints.h"     #include "driverlib/pin_map.h"
#include "inc/hw_nvic.h"     #include "driverlib/rom.h"
#include "inc/hw_memmap.h"   #include "driverlib/pwm.h"
#include "inc/hw_types.h"    #include "driverlib/sysctl.h"
```

Figura G.1 – Definição das bibliotecas no projeto.

Todas as bibliotecas adicionadas foram colocadas no início do projeto e com especial atenção à ordem como elas ficavam, sendo necessário por vezes reorganizar a ordem pelo qual elas eram chamadas, pois existem dependência entre bibliotecas.

Após esta definição já era possível definir todas as variáveis globais a serem utilizadas no projeto, com os respetivos tipos, podendo assim ficar disponíveis em todo o projeto e capacitando cada uma destas com um tipo de valor representado no seu conteúdo.

Ainda nesta área foram definidas as funções de interrupção que por sua vez seriam definidas noutra folha do mesmo projeto, designada por *startup*. A Figura G.2 representa a definição das variáveis de comunicação e a função externa do ficheiro *startup*.

```
#define NUM_SSI_DATA 8

uint32_t g_ulDataRx2[NUM_SSI_DATA];
uint32_t g_ulDataTx2[NUM_SSI_DATA];
uint32_t g_ulDataRx1[NUM_SSI_DATA];
uint32_t g_ulDataTx1[NUM_SSI_DATA];

void IntGPIOC(void);
```

Figura G.2 – Definição de variáveis globais e funções externas.

O documento *startup* é uma folha que contém uma estrutura pré-definida dos módulos existentes a serem utilizados como interrupções e é utilizado para indicar que a função definida pelo utilizador é referente àquele tipo de interrupção. A Figura G.3 tem parte das funções definidas no *startup* e como as definir.

```
IntDefaultHandler,           // GPIO Port B
IntGPIOC,                    // GPIO Port C
IntDefaultHandler,          // GPIO Port D

static void IntDefaultHandler(void);
void IntGPIOC(void);
```

Figura G.3 – Definição das interrupções no documento *startup*.

A função *IntDefaultHandler* é uma função já definida no *startup* que executa um *loop* infinito e não faz nada, incapacitando o sistema de executar outro código. No entanto é possível alterar este comportamento, mas ficou assim por motivos de segurança.

Seguidamente é necessário configurar a velocidade do processador. Para tal, já é necessário recorrer ao *datasheet* com os comandos do microcontrolador e verificar que velocidade se deseja e como fazê-lo. Para este projeto definiu-se que o processador deveria funcionar o mais rápido possível (80 MHz) e seria necessário definir isso da forma representada na Figura G.4.

```
void Init (void){
    ROM_SysCtlClockSet(SYSCTL_SYSDIV_2_5 | SYSCTL_USE_PLL | SYSCTL_XTAL_16MHZ | SYSCTL_OSC_MAIN); // 80MHz
    ROM_FPULazyStackingEnable(); // Floating Point
    ROM_FPUEnable();
}
```

Figura G.4 – Configuração da velocidade do processador e ativação da função de vírgula flutuante.

Como se pode verificar (Figura G.4), foi criada uma função (*Init*), para ser posteriormente chamada e executada quando o programa se iniciar, configurando assim a velocidade de relógio do processador e ao mesmo tempo já ativar a função FPU.

É uma boa prática recorrer a funções para executar comandos, pois facilitam o trabalho do programador quando for organizar o projeto. A utilização do comando ROM antes de algumas funções permite colocar em memória os que são chamados mais vezes, minimizando o tempo utilizado. É no entanto necessário adicionar a biblioteca referente a esta função.

Outra função que deve ser ativada para auxílio do programador é a porta UART que está ligada à porta *micro-usb* do microcontrolador, isto porque é possível ligar ao computador e através de um software de monitorização de portas *serial*, como por exemplo o PuTTY [78], enviar mensagens para monitorização ou organização. A Figura G.5, representa a configuração da porta UART.

```
void InitConsole (void){
    SysCtlPeripheralEnable(SYSCTL_PERIPH_GPIOA);
    GPIOPinConfigure(GPIO_PA0_U0RX);
    GPIOPinConfigure(GPIO_PA1_U0TX);
    GPIOPinTypeUART(GPIO_PORTA_BASE, GPIO_PIN_0 | GPIO_PIN_1);
    UARTStdioConfig(0, 115200, 80000000);
}
```

Figura G.5 – Configuração da porta UART.

Novamente, definida à função, foi necessário definir os módulos a serem ativados, a função que cada porta tomaria, configurar o *baud-rate* e velocidade do processador, para se poderem representar os caracteres corretos.

De seguida foram configuradas as portas ADC, para aquisição de valores de tensão nos terminais das suas portas e para converter num número digital que pudesse ser utilizado. Na Figura G.6 está definida a configuração da ADC.

```
void InitADC (void){
    ROM_SysCtlPeripheralEnable(SYSCTL_PERIPH_GPIOE); // ADC on PORT_E Initialization
    ROM_SysCtlPeripheralEnable(SYSCTL_PERIPH_ADC0);
    GPIOPinTypeADC(GPIO_PORTE_BASE, GPIO_PIN_0 | GPIO_PIN_1 | GPIO_PIN_2 | GPIO_PIN_3);
    ADCClockConfigSet(ADC0_BASE, ADC_CLOCK_SRC_PIOSC | ADC_CLOCK_RATE_HALF, 1); //
    ROM_ADCHardwareOversampleConfigure(ADC0_BASE, 256); // 64 samples for each value
    ROM_ADCSequenceDisable(ADC0_BASE, 0);
    ROM_ADCSequenceConfigure(ADC0_BASE, 0, ADC_TRIGGER_PROCESSOR, 0); // Maximum priority
    ROM_ADCSequenceStepConfigure(ADC0_BASE, 0, 0, ADC_CTL_CH0); // PE3 - canal 0
    ROM_ADCSequenceStepConfigure(ADC0_BASE, 0, 1, ADC_CTL_CH1); // PE2 - canal 1
    ROM_ADCSequenceStepConfigure(ADC0_BASE, 0, 2, ADC_CTL_CH2); // PE1 - canal 2
    ROM_ADCSequenceStepConfigure(ADC0_BASE, 0, 3, ADC_CTL_CH3 | ADC_CTL_IE | ADC_CTL_END); // PE0 - canal 3
    ROM_ADCSequenceEnable(ADC0_BASE, 0); // Enable Sequence
}
```

Figura G.6 – Configuração do módulo ADC.

Novamente, foi preciso ativar aquele tipo de portas, neste caso GPIOE, ativar a ADC0, configurar as portas como tipo ADC, e depois a configuração das portas em relação ao relógio a ser utilizado.

Em seguida foram configuradas as portas a serem utilizadas no sequenciador e este foi ativado. De seguida foram configuradas as portas para a comunicação SSI, sendo necessário efetuar o processo representado na Figura G.7.

```
void InitSPI1 (void){
    SysCtlPeripheralEnable(SYSCTL_PERIPH_SSI1); // SSI1 protocol Initialization
    SysCtlPeripheralEnable(SYSCTL_PERIPH_GPIOF);
    HWREG(GPIO_PORTF_BASE + GPIO_O_LOCK) = GPIO_LOCK_KEY;
    HWREG(GPIO_PORTF_BASE + GPIO_O_CR) = 0x1;
    GPIOPinConfigure(GPIO_PF2_SSI1CLK);
    GPIOPinConfigure(GPIO_PF3_SSI1FSS);
    GPIOPinConfigure(GPIO_PF0_SSI1RX);
    GPIOPinConfigure(GPIO_PF1_SSI1TX);
    GPIOPinTypeSSI(GPIO_PORTF_BASE, GPIO_PIN_0 | GPIO_PIN_1 | GPIO_PIN_2 | GPIO_PIN_3);
    SSIConfigSetExpClk(SS11_BASE, SysCtlClockGet(), SSI_FRF_MOTO_MODE_1, SSI_MODE_MASTER, SysCtlClockGet()/12, 16);
    SSIEnable(SS11_BASE);
}
```

Figura G.7 – Configuração do módulo SSI.

Para este módulo foi necessário ter um cuidado acrescido, visto duas das portas a serem utilizadas apresentam uma funcionalidade acrescida que é o NMI (*Non-Maskable Interrupt*), não utilizado neste projeto, que deverá ser desativa e para tal recorreu-se aos dois registos apresentados na Figura G.7 para o desativar.

Deve ser feita uma configuração das portas para a função a ser utilizada, isto porque muitas das portas do microcontrolador apresentam mais de uma funcionalidade, ou seja, são partilhadas, e deve ser definida cada porta com o seu tipo.

Segue-se a configuração do protocolo SSI, onde se escolhe o módulo, a velocidade do relógio, o modo de funcionamento pré-definido da Motorola, se funciona em *master* ou *slave*, e a velocidade a que deve ser feita a comunicação. Existem alguns limites impostos pelo sistema (ver *datasheet*) e o número de *bits* a utilizar por palavra também deve ser definido. Finalmente foi ativado o módulo no NVIC. O processo foi semelhante para outros módulos de comunicação SSI.

Foi necessário definir as portas GPIO como portas I/O booleanas e outras que tivessem a funcionalidade de interrupção. Para se obter esse resultado as portas foram configuradas da forma descrita na Figura G.8.

```
void InitButtonsIO (void){
    ROM_SysCtlPeripheralEnable(SYSCTL_PERIPH_GPIOD);
    ROM_GPIOPinTypeGPIOInput(GPIO_PORTD_BASE, GPIO_PIN_0 | GPIO_PIN_1 | GPIO_PIN_2 | GPIO_PIN_3 | GPIO_PIN_6 );
    ROM_SysCtlPeripheralEnable(SYSCTL_PERIPH_GPIOC);
    ROM_GPIOPinTypeGPIOInput(GPIO_PORTC_BASE, GPIO_PIN_4 | GPIO_PIN_5 | GPIO_PIN_6 | GPIO_PIN_7);
    GPIOIntDisable(GPIO_PORTC_BASE, GPIO_PIN_4 | GPIO_PIN_5 | GPIO_PIN_6 | GPIO_PIN_7);
    ROM_GPIOIntTypeSet(GPIO_PORTC_BASE, GPIO_PIN_4 | GPIO_PIN_5 | GPIO_PIN_6 | GPIO_PIN_7 , GPIO_FALLING_EDGE);
    GPIOIntClear(GPIO_PORTC_BASE, GPIO_PIN_4 | GPIO_PIN_5 | GPIO_PIN_6 | GPIO_PIN_7);
    GPIOIntRegister(GPIO_PORTC_BASE,IntGPIOC);
    GPIOIntEnable(GPIO_PORTC_BASE, GPIO_PIN_4 | GPIO_PIN_5 | GPIO_PIN_6 | GPIO_PIN_7);
}
```

Figura G.8 – Configuração das portas GPIO.

Devem ser definidas as portas que são do tipo entrada (*Input*), seguindo-se a desativação das portas que utilizaram as interrupções, pois esse processo é necessário para ser feita uma boa configuração, utilizando o comando *GPIOIntDisable*, definir o tipo de interrupção que terão com o modo a ser utilizado, neste caso em *Falling Edge* (detecção da passagem de nível alto para baixo), depois limpar a *flag* (sinalizador) da

interrupção com um *GPIOIntClear*, ativar o registo deste tipo de interrupção e seguido da ativação da interrupção.

Foi utilizado o GPTM, para se efetuarem alguns comandos periodicamente e como tal foi definido um *timer* da forma descrita na Figura G.9.

```
void InitTimer (void){
    ROM_SysCtlPeripheralEnable(SYSCTL_PERIPH_TIMER1);
    ROM_TimerConfigure(TIMER1_BASE, TIMER_CFG_PERIODIC);
    ulPeriod = (ROM_SysCtlClockGet());
    ROM_TimerLoadSet(TIMER1_BASE, TIMER_A, (ulPeriod -1)/6);
    IntDisable(INT_TIMER1A);
    ROM_TimerIntEnable(TIMER1_BASE, TIMER_TIMA_TIMEOUT);
    IntMasterEnable();
    ROM_TimerEnable(TIMER1_BASE, TIMER_A);
}
```

Figura G.9 – Configuração do módulo GPTM.

Como é normal e já foi observado nos outros módulos, foi necessário ativar a função *timer*, configurar para *timer* do tipo periódico, com um período de um sexto de segundo, ativar a interrupção, definir a *flag* a ser utilizada (TIMER\_TIMEA\_TIMEOUT), e ativar as interrupções deste módulo.

O módulo PWM, era capaz de gerar uma portadora, para ser comparada com um valor à entrada, seja de uma ADC, seja um valor digital, para posteriormente criar uma onda retangular. Este módulo foi uma peça essencial para o projeto, pois gerava os sinais de controlo para todo o sistema. A Figura G.10 apresenta a configuração das portas PWM.

```
void ConfigPWMPorts (void) {
    ROM_SysCtlPeripheralEnable(SYSCTL_PERIPH_GPIOF);
    HWREG(GPIO_PORTF_BASE + GPIO_O_LOCK) = GPIO_LOCK_KEY;
    HWREG(GPIO_PORTF_BASE + GPIO_O_CR) = 0x1;
    SysCtlPWMClockSet(SYSCTL_PWMDIV_1);
    SysCtlPeripheralEnable(SYSCTL_PERIPH_PWM1);
    ulPeriod = SysCtlClockGet() / 8340; //PWM frequency 10kHz
    GPIOPinConfigure(GPIO_PF2_M1PWM6);
    GPIOPinConfigure(GPIO_PF3_M1PWM7);
    GPIOPinTypePWM(GPIO_PORTF_BASE, GPIO_PIN_2 | GPIO_PIN_3);
    PWMGenConfigure(PWM1_BASE, PWM_GEN_3, PWM_GEN_MODE_UP_DOWN | PWM_GEN_MODE_GEN_SYNC_LOCAL);
    PWMGenPeriodSet(PWM1_BASE, PWM_GEN_3, ulPeriod);
    PWMPulseWidthSet(PWM1_BASE, PWM_OUT_6,0);
    PWMPulseWidthSet(PWM1_BASE, PWM_OUT_7,0);
    PWMOutputInvert(PWM1_BASE, PWM_OUT_7_BIT, false);
    PWMOutputState(PWM1_BASE, PWM_OUT_6_BIT | PWM_OUT_7_BIT, true);
    PWMGenEnable(PWM1_BASE, PWM_GEN_3);
}
```

Figura G.10 – Configuração do módulo PWM.

Este módulo, não sendo exceção aos outros, recorreu aos comandos para configurar as suas funcionalidades e portas, depois foi definido o tipo de gerador que era utilizado, e o tipo de sincronização a utilizar. Neste projeto não foi utilizado mas é possível gerar uma banda morta entre as saídas. Para definir a largura do impulso, recorreu-se ao comparador, e como se sabe a frequência da portadora, o comparador utiliza o período como forma de comparação.

É possível ainda inverter o sinal para que os dois sinais ou fiquem iguais ou com polaridades diferentes.

No final o gerador foi ativado para que a onda pudesse ser gerada.

Para finalizar a configuração foi necessário configurar o NVIC, como está representado na Figura G.11.

```

void InitPriority (void){
    ROM_IntPrioritySet(INT_SSI1, 0x00);
    ROM_IntPrioritySet(INT_SSI3, 0x00);
    ROM_IntPrioritySet(INT_GPIOC, 0x01);
    ROM_IntPendSet(INT_SSI1);
    ROM_IntPendSet(INT_SSI3);
    ROM_IntPendSet(INT_GPIOC);
}

```

Figura G.11 – Configuração do módulo NVIC.

Esta configuração foi feita de forma a maximizar o tempo disponível do processador e a dar maior relevância a certos módulos.

Neste projeto e para este microcontrolador só foi necessário configurar dois módulos SSI e as interrupções dos botões, mas para outras situações podem ser utilizados noutros módulos como o PWM ou a ADC.

Nesta situação foi dado o mesmo nível de prioridade à comunicação e prioridade inferior aos botões, visto não ser significativo o atraso para execução deste último. Quanto menor o valor, maior a prioridade no NVIC. Depois foi necessário adicionar estas interrupções ao NVIC com o comando *IntPendSet*.

Tendo configurado todos estes módulos, existiam de seguida as funções que eram chamadas regularmente para a aquisição de dados, no caso da ADC ou de atualização de estados ou valores, na situação do PWM ou ainda funções que apenas eram utilizadas para calcular um parâmetro ou para se optar por um comportamento singular.

A programação implementada neste programa foi baseada em linguagem C++, em que se utilizaram funções básicas da programação para efetuar o comportamento desejado. Depois o microcontrolador apresentava uma sintaxe específica para definir o seu comportamento.

Para a implementação do controlador de corrente, recorrendo às equações (2.59) e (2.60), na secção 2.7.3, foi possível implementar o código da Figura G.12.

```

void PIGalc (void){
    error=Ref-Real;
    iref=prev_iref + ((KpPi + KiPi*Ts)*error/2) + (((KiPi*Ts/2) + KpPi)*prev_error); // PI Calculations
    if (iref > currentlimit){
        iref= currentlimit;
    }
    prev_iref=iref;
    prev_error=error;
}

void PIDCalc (void){
    error=Ref-Real;
    iref=prev2_iref + ((KpPid + KiPid*Ts/2 + 2*KdPid/Ts)*error) + ((KiPid*Ts + 4*KdPid/Ts)*prev_error) + ((-KpPid + KiPid*Ts/2 + 2*KdPid/Ts)*prev2_error); // PID Calculation's
    if (iref > currentlimit){
        iref= currentlimit;
    }
    prev2_iref=prev_iref;
    prev_iref=iref;
    prev2_error=prev_error;
    prev_error=error;
}

```

Figura G.12 – Código dos controladores PI e PID.

Como se pode verificar, seja para um ou para outro, eram necessárias variáveis auxiliares, para guardar temporariamente os erros anteriores, isto porque alguns dos parâmetros anteriores eram necessários para cálculos futuros.

Foi ainda utilizadas outras funções provenientes de uma biblioteca criada por um elemento da comunidade *Tiva C Series*, que permitiu o uso do LCD, embora tenha sido preciso efetuar algumas alterações para a sua utilização.

Para utilizar o LCD, foi considerada a utilização de ícones, ao invés de apresentar a informação com texto, visto ser mais intuitivo e rápido, e tendo ainda a vantagem de ser mais visível. Para se obter esse resultado o LCD foi dividido em diversas áreas para representar a informação.

Foi utilizado o programa *TheDotFactory* [80], para converter imagens em código hexadecimal para ser representado no LCD.

Observou-se o código para desenhar em toda a área do LCD e adaptou-se esse mesmo mas para uma área específica do LCD, como se pode verificar no código da Figura G.13.

```

void LCD_DrawImage(const unsigned char *pt){
    unsigned char page;
    int i;
    if(OpenFlag == 0) return;
    LCD_Clear(0);
    CS = LEFT; // left enable
    for(page=0xB8; page<=0xBF; page++){ // pages 0 to 7
        for(i=0x40; i<=0x7F; i=i+1){
            if(*pt){
                OutByte(page,i,*pt); // copy one byte to left
            }
            pt++;
        }
    }

    CS = RIGHT; // right enable
    for(page=0xB8; page<=0xBF; page++){ // pages 0 to 7
        for(i=0x40; i<=0x7F; i=i+1){
            if(*pt){
                OutByte(page,i,*pt); // copy one byte to right
            }
            pt++;
        }
    }
}

void LCD_Draw_Cruise(const unsigned char *pt){
    unsigned char page;
    int i;
    if(OpenFlag == 0) return;
    CS = LEFT; // left enable
    for(page=0xBD; page<=0xBF; page++){ // pages 0 to 7
        for(i=0x65; i<=0x7F; i=i+1){
            if(*pt){
                OutByte(page,i,*pt); // copy one byte to left
            }
            pt++;
        }
    }

    CS = RIGHT; // right enable
    for(page=0xBD; page<=0xBF; page++){ // pages 0 to 7
        for(i=0x40; i<=0x48; i=i+1){
            if(*pt){
                OutByte(page,i,*pt); // copy one byte to right
            }
            pt++;
        }
    }
}

```

(a) (b)

Figura G.13 – Código para representação: (a) de uma imagem; (b) botão *cruise control* ativo.

Como se pode verificar, o código era composto por duas metades, esquerda e direita, que depois em ciclo corria todas as posições e representava o valor definido para essa posição da matriz.

No caso do *cruise control*, caso no lado esquerdo não se inicie na posição 0xB8, mas na 0xBD, também não inicia em 0x40 mas sim em 0x65. O funcionamento era semelhante para os outros casos.

Foi também criado um código semelhante para fazer a limpeza das posições mencionadas.

Como a placa estava preparada para fazer a leitura da tensão, foi criado um pequeno modelo de uma bateria para representar a capacidade restante e como tal recorreu-se ao mesmo método.

Foi utilizado ainda uma biblioteca para a utilização do cartão SD, que foi utilizado para registrar os dados do sistema.

Esta biblioteca continha as funções suficientes para configurar o módulo e permitir criar o documento em formato de texto, abrir, gravar e fechar o documento. Também tinha a opção de verificar o seu tamanho. A Figura G.14, apresenta o código para a escrita no cartão SD.

```
void Record (void){
    f_mount(&sdVolume, "", 0);
    if(f_open(&logfile, "newfile.txt", FA_WRITE | FA_OPEN_ALWAYS) == FR_OK) { // Open file - If nonexistent, create
        f_lseek(&logfile, logfile.fsize); // Move forward by filesize; logfile.fsize+1 is not needed in this application
        f_printf(&logfile, "%D\n", Mode); // Append word
        UARTprintf("File size is %u\n",logfile.fsize); // Print size
        f_close(&logfile); // Close the file
    }
}
```

Figura G.14 – Função para gravação de dados.

Neste caso a função montava o volume, colocava o ficheiro em modo de escrita e criava-o em caso de não existir, seguido-se uma função que procurava a última posição utilizada. Em seguida escrevia a informação do utilizador e depois fechava o documento em segurança.

Ainda neste projeto foi feita uma pequena abordagem ao microcontrolador ATmega328p, que utiliza a programação em *Arduino* para definir o comportamento que se deseja.

Este foi utilizado para a aquisição da temperatura dos sensores DS18B20, e em função da temperatura obtida iria ativar uma porta para um *Tiva C*.

Para este sensor foi encontrada na comunidade *Arduino* uma biblioteca implementada para este mesmo sensor, minimizando o tempo de implementação.



## Anexo H - Testes práticos de velocidade máxima

De seguida são apresentados os resultados da velocidade máxima para as tensões de 36, 48, 60 e 72V em malha aberta e em vazio, com um modulador PWM, nas Figura H.1, Figura H. 2, Figura H.3 e Figura H.4.

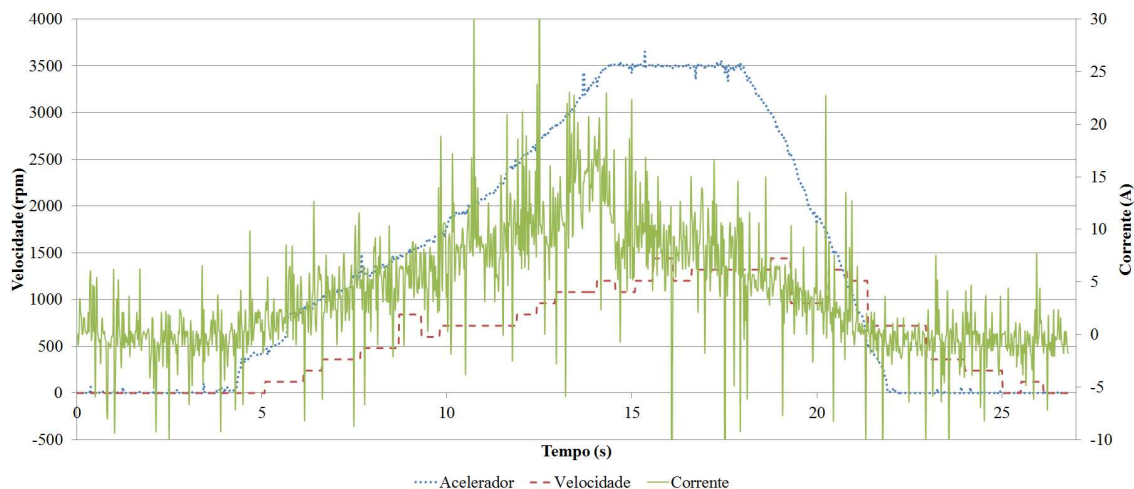


Figura H.1 – Teste de velocidade máxima a 36 V em malha aberta e em vazio, com um modulador PWM.

Verifica-se na Figura H.1 o aumento da velocidade máxima para 1400 rpm e uma corrente média semelhante à dos testes anteriores.

Na Figura H. 2, é apresentado o resultado com uma tensão de 48 V.

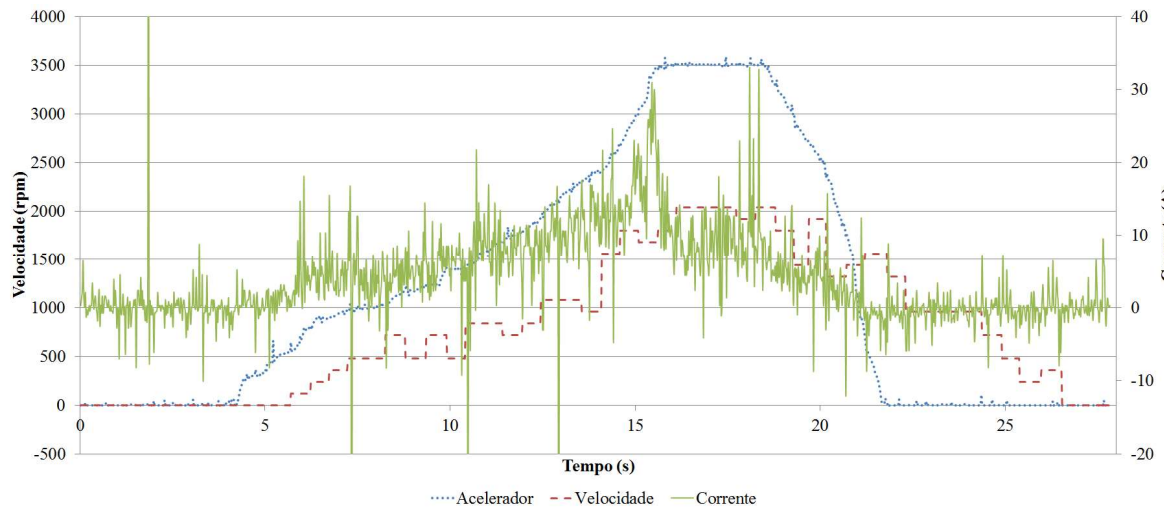


Figura H. 2 – Teste de velocidade máxima a 48 V em malha aberta e em vazio, com um modulador PWM.

Verifica-se na Figura H. 2, um aumento da velocidade para 2040 rpm, enquanto a corrente apresenta sempre o mesmo comportamento.

Passou-se então para os 60 V para se verificar se apresentava mudanças significativas, obtendo-se os resultados da Figura H.3.

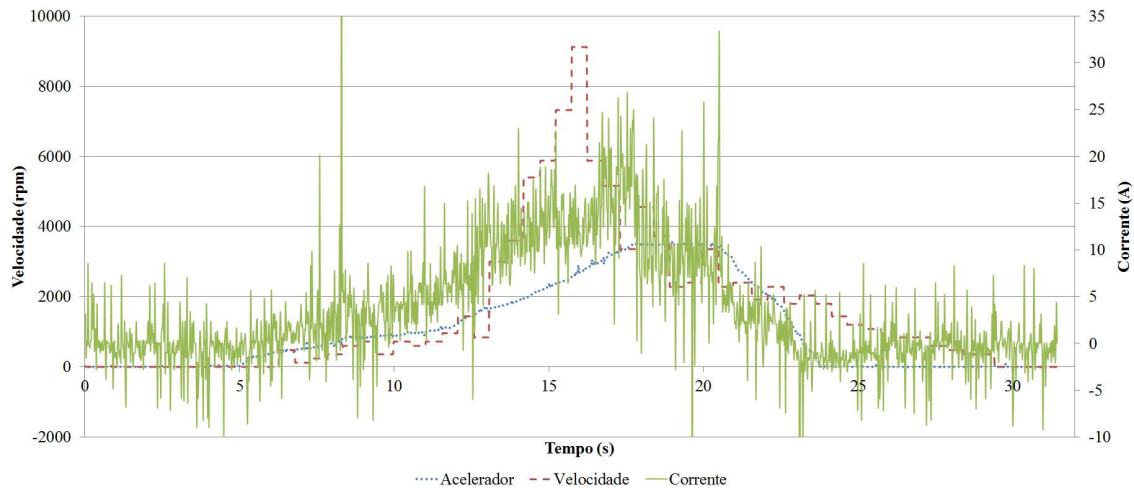


Figura H.3 – Teste de velocidade máxima a 60 V em malha aberta e em vazio, com um modulador PWM.

Verifica-se que a velocidade apresenta erros significativos, pois este motor não tinha a possibilidade de rodar a mais de 4000 rpm quando alimentado a 72 V, por isso qualquer valor acima é considerado um erro. O valor medido que pode ser considerado como máximo para esta máquina poderia ser entre 3000-3360 rpm. Isto deve-se ao facto do acoplamento do sensor de velocidade não ser adequado, o que levava a serem geradas vibrações e a aumentar o número de contagens indevidas.

Este erro foi causado pela vibração de todo o chassis, sendo um impedimento para a implementação final de um controlador de velocidade. A corrente manteve-se com o mesmo comportamento.

Na Figura H.4, são apresentados os resultados obtidos para uma tensão de 72V, tensão máxima deste motor.

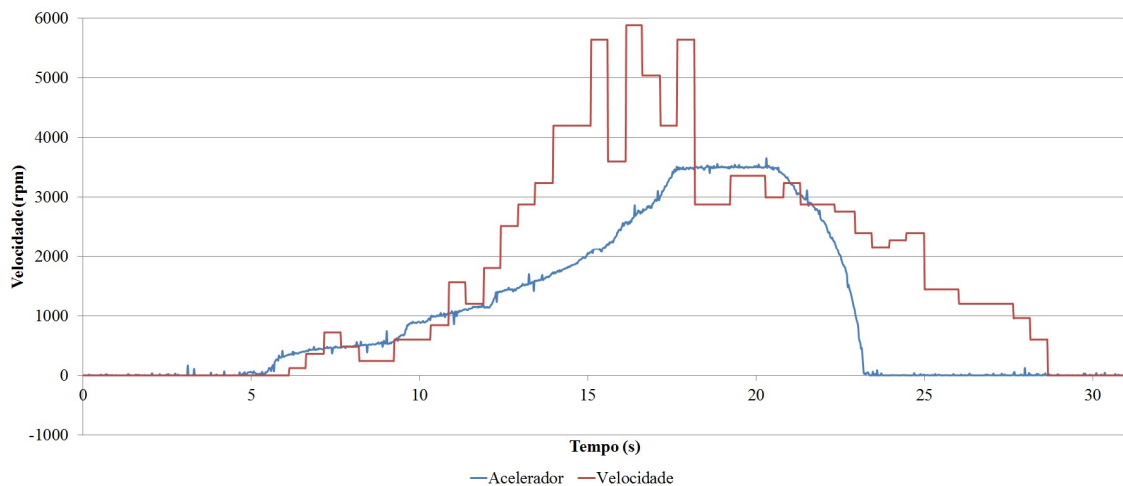


Figura H.4 – Teste de velocidade máxima a 72 V em malha aberta e em vazio, com um modulador PWM.

Na Figura H.4 não foi representada a corrente, visto esta se apresentar sempre semelhante em todos os testes, no entanto, a velocidade obtida foi um absurdo, novamente por causa da má leitura do sensor de velocidade, sendo que em certos momentos atingiu 5880 rpm, o que era impossível para este motor. Em certos instantes verificaram-se 3360 rpm, no instante 20 s, o que corresponde a uma leitura mais realista da velocidade do motor.

## Anexo I - Testes de carga em malha aberta

Este anexo apresenta os testes de carga com diversos comportamentos, aceleração rápida, lenta, velocidade constante e variável.

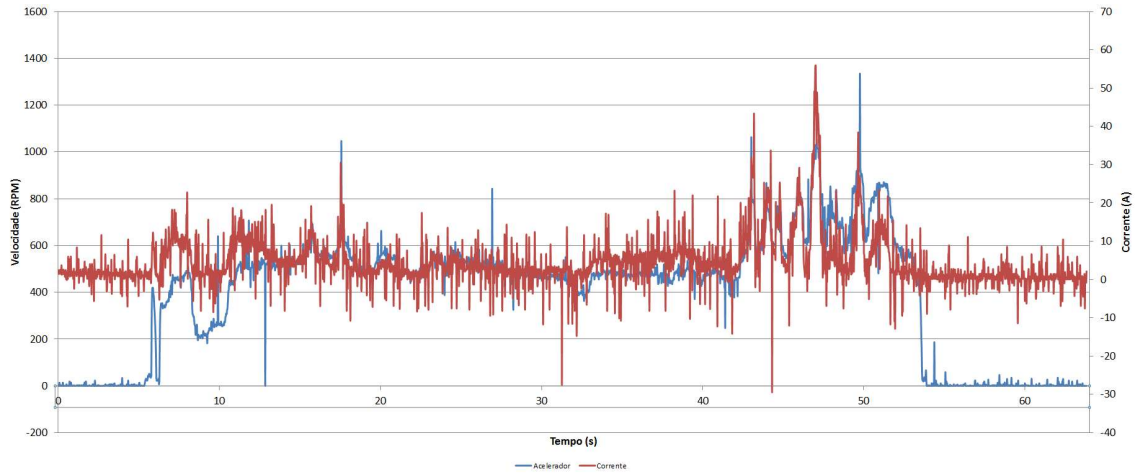


Figura I.1 – Teste de carga com velocidade constante.

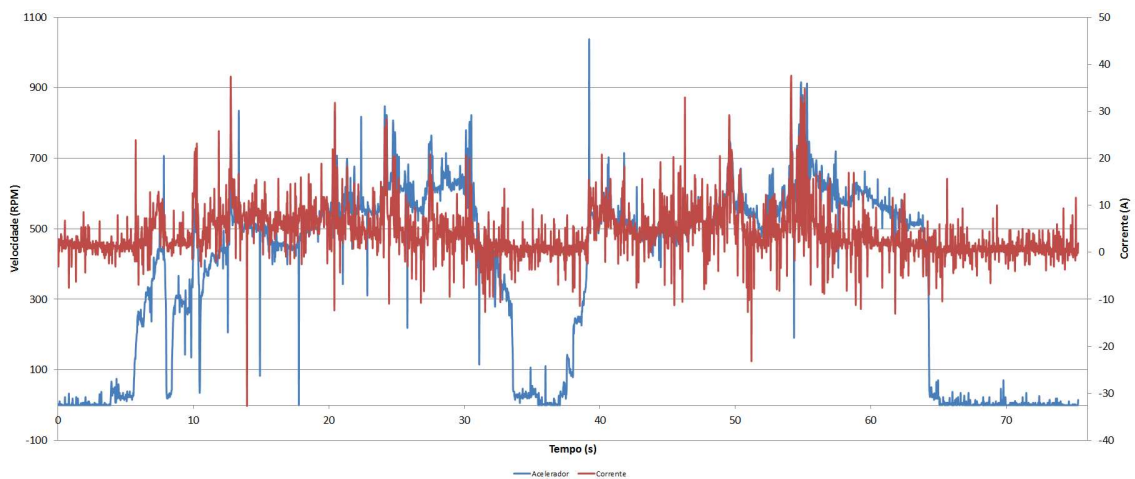


Figura I.2 – Teste carga com velocidade variável com referência superior.

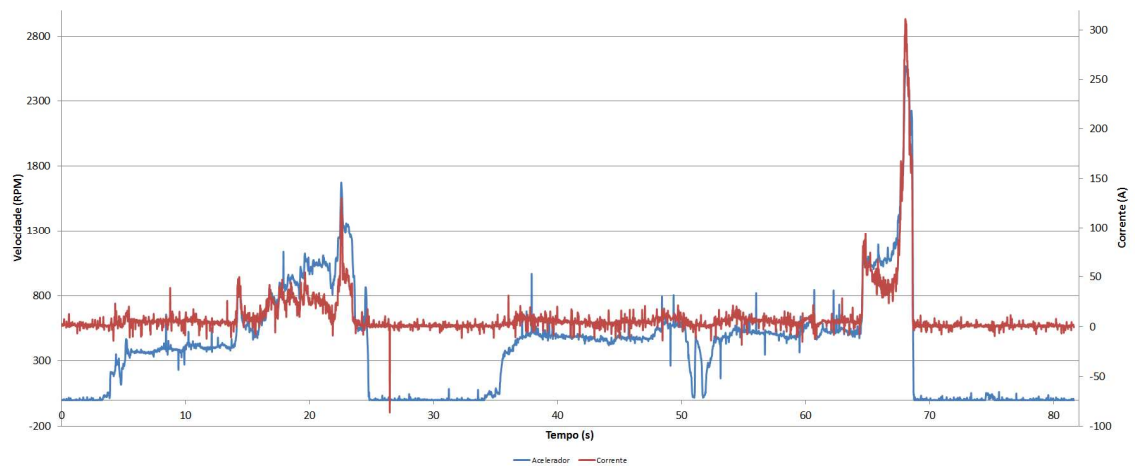


Figura I.3 – Testes de carga com pico de aceleração.

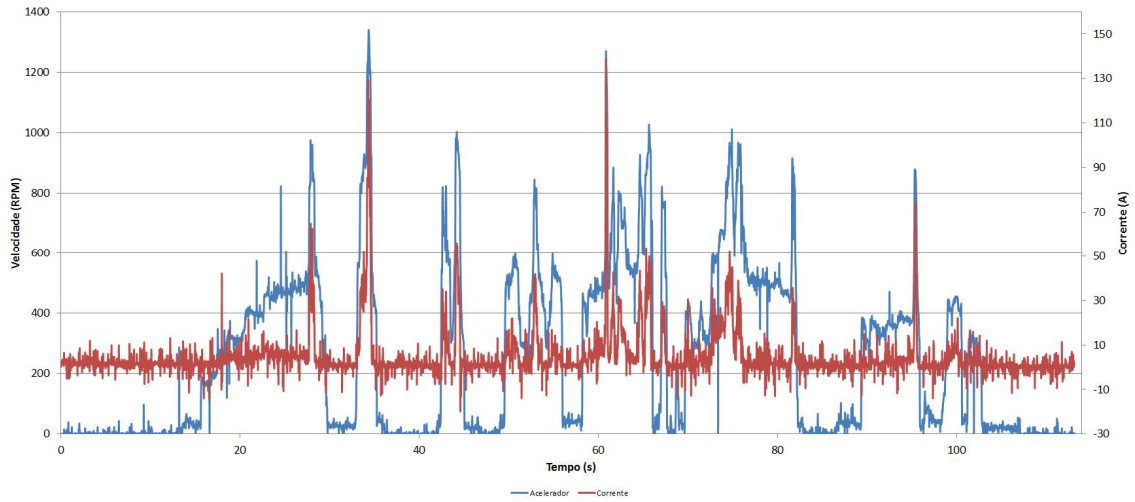


Figura I.4 – Teste 1 de carga com velocidade variável.

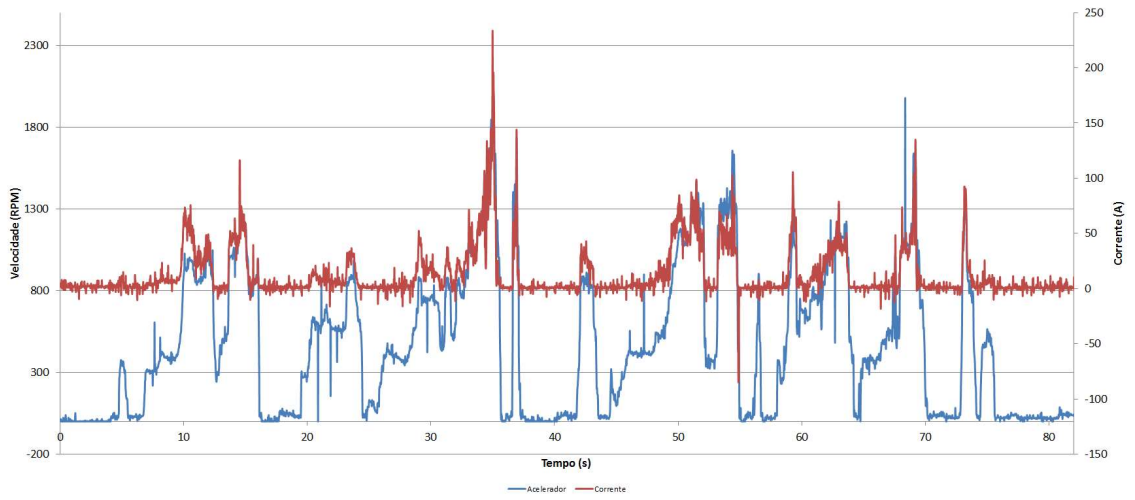


Figura I.5 – Teste 2 de carga com velocidade variável.

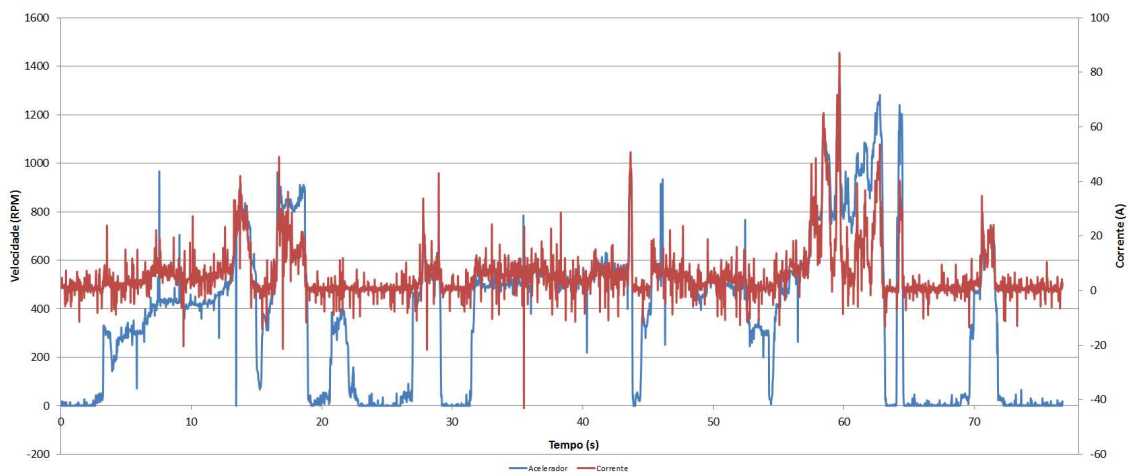


Figura I.6 – Teste 3 de carga com velocidade variável.