

**Universidade do Minho**

Ricardo Manuel Cunha Silva

**Desenvolvimento de um Controlador para  
Motor CC de Ímanes Permanentes para  
um *Kart* Elétrico**

Dissertação submetida na Universidade do Minho  
para a obtenção do grau de  
Mestre em Engenharia Eletrónica Industrial e de  
Computadores

Trabalho realizado sob orientação do  
Doutor João Luiz Afonso

Outubro de 2015

## DECLARAÇÃO

Ricardo Manuel Cunha Silva

Endereço eletrónico: ricardsliver@gmail.com      Telefone: 965031091

Número do Bilhete de Identidade:

Título da Tese:

### **Desenvolvimento de um Controlador para Motor CC de Ímanes Permanentes para um *Kart* Elétrico**

Orientador:

Doutor João Luiz Afonso

Coorientador:

Doutor Francisco Carrusca Pimenta de Brito

Ano de conclusão: 2015

Dissertação submetida na Universidade do Minho para a obtenção do grau de  
Mestre em Engenharia Eletrónica Industrial e de Computadores

É AUTORIZADA A REPRODUÇÃO INTEGRAL DESTA TESE/TRABALHO APENAS  
PARA EFEITOS DE INVESTIGAÇÃO, MEDIANTE DECLARAÇÃO ESCRITA DO  
INTERESSADO, QUE A TAL SE COMPROMETE;

Universidade do Minho, \_\_\_/\_\_\_/\_\_\_\_\_

**Assinatura:** \_\_\_\_\_

*Dedicatória.*



# Agradecimentos

A realização do trabalho de dissertação aqui apresentado não teria sido possível sem o apoio, a compreensão e a contribuição de algumas pessoas, às quais transmito os meus mais sinceros agradecimentos.

Em primeiro lugar, agradeço ao meu orientador Professor Doutor João Luiz Afonso, pela disponibilidade, pela motivação e conselhos transmitidos ao longo da execução deste trabalho.

Ao meu coorientador Doutor Francisco Carrusca Pimenta de Brito, pela disponibilidade e ajuda na parte mecânica do projeto.

Aos engenheiros e investigadores do laboratório do GEPE (Grupo de Eletrónica de Potência e Energia), pela ajuda e disponibilidade, quando solicitada. Com especial evidência ao Delfim Pedrosa.

A todos os colegas e amigos, com os quais me cruzei, que efetuaram uma dissertação de mestrado no GEPE, pela partilha de conhecimento e espírito de entajuda proporcionado durante a realização deste trabalho.

Aos funcionários Carlos Torres, Joel Almeida e Ângela Macedo que, na qualidade de técnicos das oficinas do Departamento de Eletrónica Industrial, pela disponibilidade, quando solicitada. Ao técnico da oficina do Departamento de Eng. Mecânica pela disponibilidade e ajuda.

E por fim, o meu honroso agradecimento é dirigido aos meus pais e irmão por todo o apoio incondicional, sem quais não teria conseguido alcançar este objetivo.



# Resumo

Atualmente a mobilidade rodoviária de bens e de pessoas está numa fase de mudança de paradigma para sistemas de mobilidade elétrica. Pois existe uma crescente consciencialização dos impactos negativos da utilização de veículos automóveis com motor de combustão interna, no que respeita à economia e acima de tudo às consequências ambientais.

Neste sentido, os sistemas de propulsão elétrica em veículos, perfilam-se como uma necessidade para inverter a dependência energética na mobilidade rodoviária assente em combustíveis fósseis. De forma que o mercado automóvel já expõe veículos elétricos (VE), que detêm emissões de gases de efeito de estufa quase nulo, silencioso e capazes de superar a performance dinâmica dos veículos convencionais. A aposta no desenvolvimento ou conversão de um *kart* elétrico, segue a tendência dos desportos motorizados na eletrificação dos veículos de competição e lazer.

A presente Dissertação de Mestrado tem como objetivo a implementação de um Controlador para conversão de um *kart* convencional em elétrico. Os elementos constituintes para este tipo de VE, são a máquina elétrica responsável pela tração, a fonte de energia elétrica e conversor bidirecional responsável pelo controlo a energia transferida entres os elementos referidos anteriormente.

Numa primeira fase do presente trabalho, são descritos e estudado os elementos constituinte deste do VE, com maior ênfase no conversor CC–CC bidirecional não isolado e também no controlo deste tipo de máquina CC. Assim, de forma a demonstrar a ação deste tipo de controladores, foram também realizadas várias simulações computacionais para analisar situações aproximadas da realidade, antes das mesmas serem implementadas na prática.

Numa segunda fase, foram desenvolvidos protótipos de subsistemas analisados, implementados em hardware e analisado o respetivo comportamento. Foram também retiradas conclusões e feita uma análise dos mesmos resultados.

**Palavras-Chave:** Máquina CC de Ímanes Permanentes, Conversor CC-CC, Bateria elétrica, Travagem Regenerativa.



# Abstract

The growing awareness of the negative impacts when using vehicles with internal combustion engines is facilitating the shifting of the transportation paradigm towards electric mobility systems. This paradigm shifting is welcome due to global economic and environmental reasons.

Electric propulsion systems for vehicles is profiling itself as a necessity to invert the energy dependence on road mobility based on fossil fuels. Such that the automotive market has introduced us with electric vehicles (EV) who's emissions of greenhouse gases are nearly null. These vehicles are quiet and also able to deliver better dynamic performance than conventional vehicles. The focus on the development or conversion of an electric kart, follows this trend of motorsports in the electrification of the competition and leisure vehicles.

The purpose of this Master Thesis is to develop a Controller, for converting a conventional kart into an electrical kart. The components for this type of EV are the electric machine which is responsible for traction, the source of electrical power and the bi-directional converter, responsible for controlling the flow of energy between the elements mentioned above.

Initially, the elements of such a EV are studied and described, with higher emphasis on the non-isolated bidirectional converter and energy control for this DC machine. In order to understand the action of such controllers, computer simulations were carried out to predict the system's behavior with significant accuracy when comparing with real systems. These simulations aimed to help the decision making process before the implementation phase.

In a further stage, some prototypes were developed and implemented. These prototypes were also subjected to tests and some conclusions were drawn.

**Keywords:** Permanent Magnet Direct Current Machine, Power Converter, Electric Battery, Regenerative Braking.



# Índice

<b>Agradecimentos</b> .....	<b>v</b>
<b>Resumo</b> .....	<b>vii</b>
<b>Abstract</b> .....	<b>ix</b>
<b>Lista de Figuras</b> .....	<b>xiii</b>
<b>Lista de Tabelas</b> .....	<b>xvii</b>
<b>Lista de Siglas e Acrónimos</b> .....	<b>xix</b>
<b>Nomenclatura</b> .....	<b>xxi</b>
<b>CAPÍTULO 1 Introdução</b> .....	<b>1</b>
1.1. Veículos Elétricos .....	1
1.2. O <i>Kart</i> Elétrico.....	2
1.3. Enquadramento .....	3
1.4. Motivações do Trabalho .....	4
1.5. Objetivos e Contribuições.....	4
1.6. Organização e Estrutura da Dissertação.....	5
<b>CAPÍTULO 2 Estado da Arte</b> .....	<b>7</b>
2.1. Introdução .....	7
2.2. O <i>Kart</i> Elétrico.....	7
2.2.1. Estrutura do <i>Kart</i> Elétrico.....	8
2.2.2. Mercado para o <i>Kart</i> Elétrico .....	9
2.3. A Máquina Elétrica .....	11
2.4. Tipos de Máquinas Elétricas Utilizados em Veículos Elétricos.....	13
2.4.1. Considerações na Escolha da Máquina Elétrica para um VE .....	14
2.5. Tecnologias das Máquinas Corrente Contínua.....	15
2.5.1. Princípio de Funcionamento .....	16
2.5.2. Tipos de Excitação do Rotor.....	18
2.5.3. Modo de Operação da Máquina CC .....	20
2.5.4. Perdas Energéticas da Máquina CC.....	21
2.6. Travagem Regenerativa .....	22
2.7. Sistemas de Armazenamento de Energia Elétrica .....	24
2.7.1. Tecnologias de Baterias .....	24
2.7.2. Ultracondensadores ou Supercondensadores .....	27
2.7.3. Células de Combustível .....	28
2.7.4. Volante de Inércia (Flywheel System).....	29
2.7.5. Síntese dos Possíveis Sistemas de Armazenamento .....	31
2.8. Topologias dos Conversores CC–CC Bidirecionais .....	32
2.8.1. Princípio de Funcionamento .....	32
2.8.2. Conversor CC de 2 Quadrantes .....	34
2.8.3. Conversor CC de 4 Quadrantes ( <i>Full – Bridge</i> ) .....	35
2.8.4. Topologias de Comutação PWM.....	39
2.9. Sistemas de Controladores .....	40
2.9.1. Controlo de Velocidade de Rotação .....	40
2.9.2. Controlo por Binário Desenvolvido.....	41
2.10. Conclusão.....	42
<b>CAPÍTULO 3 Simulações Computacionais</b> .....	<b>45</b>
3.1. Introdução .....	45
3.2. Software de Simulação <i>PSIM</i> .....	45
3.3. Modelo para Simulação da Máquina CC de Ímã Permanente.....	46
3.4. Modelo do Banco de Bateria.....	49
3.5. Modelo para Sistema de Controlo do Conversor Potência.....	51
3.5.1. Princípio de Funcionamento Conversor CC .....	53
3.5.2. Conversor CC - CC de 2 Quadrante .....	54
3.5.3. Conversor CC - CC de 4 Quadrantes .....	55
3.6. Resultados de Simulação .....	58
3.6.1. Conversor CC de 2 Quadrante .....	58
3.6.2. Conversor CC de 4 Quadrante .....	59
3.7. Conclusão.....	60

---

<b>CAPÍTULO 4 Implementação do Sistema de Controlo e do Conversor de Potência .....</b>	<b>61</b>
4.1. Introdução .....	61
4.2. Circuito de Potência do Controlador Implementado .....	62
4.2.1. Circuito de Comando ( <i>Gate-Driver</i> ) .....	62
4.2.2. MOSFET do Tipo <i>N</i> .....	65
4.2.3. Dimensionamento Térmico.....	67
4.2.4. Componentes do Circuito de Potência .....	68
4.3. Sistema de Controlo Implementado .....	70
4.3.1. Módulo de Aquisição de Sinal .....	70
4.3.2. Microcontrolador .....	77
4.3.3. Algoritmo de Controlo Digital .....	78
4.4. Outros Componentes Constituintes .....	80
4.4.1. Sistemas de Alimentação CC.....	80
4.4.2. Circuito de Atuação Contactor Elétrico Principal .....	81
4.4.3. Proteção do Barramento CC .....	82
4.5. Assemblagem dos Vários Circuitos .....	83
4.6. Conclusão.....	85
<b>CAPÍTULO 5 Adaptações do Motor e Sistema de Controlo ao <i>kart</i> .....</b>	<b>87</b>
5.1. Introdução .....	87
5.2. Módulos Constituintes do <i>Kart</i> .....	87
5.2.1. Estrutura do Mecânica do <i>kart</i> .....	87
5.2.2. Máquina Elétrica Utilizada .....	90
5.2.3. Controlador da Máquina CC.....	92
5.2.4. Banco de Baterias Elétricas.....	92
5.3. Sistemas de Segurança .....	93
5.4. Considerações Mecânicas Sobre o <i>Kart</i> .....	94
<b>CAPÍTULO 6 Resultados Experimentais .....</b>	<b>97</b>
6.1. Introdução .....	97
6.2. Validação dos Sensores .....	98
6.3. Validação Circuito de Comando e MOSFET .....	99
6.4. Validação da Conversores CC-CC de Potência .....	99
6.5. Resultados experimentais em bancada .....	100
<b>CAPÍTULO 7 Conclusões.....</b>	<b>103</b>
7.1. Conclusões .....	103
7.2. Sugestões para Trabalho Futuro .....	104
<b>Referências.....</b>	<b>105</b>

# Lista de Figuras

Figura 1.1 – Foto de uma competição de <i>karting</i> [11].	3
Figura 2.1 – Curvas típicas binário-velocidade e potência-velocidade: (a) para o motor de combustão interna, (b) para a máquina elétrica “controlada”, [16].	8
Figura 2.2 – Módulos da estrutura do <i>kart</i> elétrico [14].	9
Figura 2.3 – Foto do <i>kart</i> elétrico <i>STORM SERIES</i> da <i>OTLeletokart</i> [19].	10
Figura 2.4 – Detalhe da construção do <i>kart</i> elétrico <i>Sodi STX</i> da <i>Sodikart</i> [20].	11
Figura 2.5 – Classificação de motores com comutador segundo a construção, adaptada de [21].	12
Figura 2.6 – Classificação de motores sem comutador segundo a construção, adaptada de [21].	13
Figura 2.7 – Construção da máquina CC, adaptada de [23].	16
Figura 2.8 – Representação do fluxo do campo magnético: a) fluxo radial; b) fluxo axial; adaptada de [24].	17
Figura 2.9 – Tipos de excitação da Máquina CC: (a) excitação independente; (b) excitação paralela; (c) Imanes permanentes; (d) excitação série; e) excitação composta.	18
Figura 2.10 – Gráfico para diferentes tipos de excitação da máquina CC: (a) as curvas da característica de binário-velocidade, (b) Limites de operação em binário constante e potência constante, por variação da tensão e variação do efeito campo [21].	20
Figura 2.11 – Os 4 quadrantes de operação da máquina elétrica, adaptada [23].	21
Figura 2.12 – Perdas energéticas na Máquina CC, baseado em [26] [27].	22
Figura 2.13 – Esquema ponte completa com resistência de dissipação de energia, baseada em [27].	24
Figura 2.14 – Constituição de uma célula de uma bateria eletroquímica [5].	25
Figura 2.15 – Densidade de potência e energia para diferentes tecnologias de bateria para VE [18].	27
Figura 2.16 – Princípio básico e constituição de um ultracondensador [13].	28
Figura 2.17 – Princípio de funcionamento de uma célula de combustível [5].	29
Figura 2.18 – Estruturas elétrico-mecânica do Porsche GT3[31].	30
Figura 2.19 – Orientação da das tecnologias de baterias segundo a fonte [29].	31
Figura 2.20 – Comparação entre diferentes tecnologias de armazenamento [29].	32
Figura 2.21 – Princípio funcionamento da modulação PWM: (a) circuito básico e exemplificativo do conversor CC; (b) formas de ondas típicas da tensão e corrente elétrica.	33
Figura 2.22 – Modo de funcionamento conversor CC a acionar maquina CC: (a) interruptor ligado; (b) interrupto desligado.	34
Figura 2.23 – Esquema elétrico do conversor CC de 2 quadrantes a operar como motor: (a) elemento comutador ligado; (b) elemento comutador desligado.	35
Figura 2.24 Esquema elétrico do conversor CC de 2 quadrantes operar como gerador: (a) elemento comutador ligado; (b) elemento comutador desligado.	35
Figura 2.25 - Esquema da topologia conversor CC – CC de 4 quadrantes para acionar máquina CC.	36
Figura 2.26 Operação quadrante I.	37
Figura 2.27 – Modo de operação no quadrante I: (a) ; (b) .	37
Figura 2.28 – Modo de operação no quadrante II.	38
Figura 2.29 - Modo de operação no quadrante III.	38
Figura 2.30 - Modo de operação no quadrante IV.	39
Figura 2.31 – Conteúdo harmónico das topologias de comutação PWM unipolar e bipolar [25].	40
Figura 2.32 – Diagrama de blocos simplificados do controlo por velocidade [26].	41

Figura 2.33 – Controlo por histerese.....	41
Figura 2.34 – Controlo da corrente por PI .....	42
Figura 3.1 – Parâmetros modelo de simulação da máquina CC do <i>Psim</i> .....	46
Figura 3.2 – Valores das tensões e correntes elétricas, para validação dos paramentos da máquina CC ME1003.....	48
Figura 3.3 – Velocidade nominal em regime permanente.....	49
Figura 3.4 – Modelo banco de baterias implementado no <i>Psim</i> ; (a) modelo simplificado; (b) modelo equivalente de <i>Thevenin</i> .....	50
Figura 3.5 - Modelo do controlador implementado em ambiente de simulação <i>PSIM</i> .....	51
Figura 3.6 – Esquema de ligações para modulação PWM, em <i>PSIM</i> .....	52
Figura 3.7 – Esquema de ligações para conversor 1 quadrante.....	53
Figura 3.8 - Forma de onda da corrente elétrica $i_a$ .....	54
Figura 3.9 – Circuito de potência do conversor 2 quadrantes.....	55
Figura 3.10 – Circuito de potência para conversor de 4 quadrantes ou ponte completa.....	55
Figura 3.11 – Modulação PWM unipolar.....	56
Figura 3.12 - Modulação PWM bipolar.....	56
Figura 3.13 - Resposta do motor ao um impulso de aceleração.....	57
Figura 3.14 - Formas de onda da corrente elétrica para uma carga de 23 Nm.....	58
Figura 3.15 - Potencia despendida e absorvida.....	59
Figura 4.1. - Diagrama de ligações entre módulos do controlador CC.....	62
Figura 4.2 – Esquema do conversor CC–CC implementado.....	62
Figura 4.3 – Diagrama interno do circuito integrado <i>ADUM3223</i> .....	63
Figura 4.4 – Circuito <i>bootstrapped</i> com o <i>ADuM3223</i> .....	64
Figura 4.5 – Circuito de proteção da <i>gate</i> do MOSFET.....	65
Figura 4.6 – Semicondutor MOSFET <i>STE140nf20d</i> utilizado, adaptada de [35].....	66
Figura 4.7 – Foto do TVS <i>BZW50-82B</i> utilizado [37].....	68
Figura 4.8 – Conversor desenvolvido.....	69
Figura 4.9 – Resistência shunt.....	71
Figura 4.10 – Esquema de ligações para medição corrente.....	72
Figura 4.11 – Imagem do amplificador isolado utilizado <i>AMC1200</i> [38].....	73
Figura 4.12 – Gráfico do sinal de saída diferencial do <i>AMC1200</i> [38].....	73
Figura 4.13 - Esquema de ligações para o componente <i>AMC1200</i> a operar como sensor de tensão.....	74
Figura 4.14 Esquema de ligações do sensor de temperatura <i>LM35</i> , fonte[39].....	75
Figura 4.15 Esquema de ligações para os pedais, acelerador e travão.....	75
Figura 4.16 - Esquema de ligações de filtro EMI <i>NX022</i> da <i>murratta</i> .....	76
Figura 4.17 - Esquema de ligações para proteção por hardware.....	77
Figura 4.18 - Placa de desenvolvimento o <i>Launchpad Picoolo TMS320F28027</i> [40].....	78
Figura 4.19 – <i>Flowchart</i> do código implementado em C.....	79
Figura 4.20 – Fonte Auxiliar CC–CC isolada fonte [41]: a) imagem; b) esquema elétrico.....	81
Figura 4.21 – Fonte isolada de DCR de 1W da TI [43]: (a)imagem; (b).....	81
Figura 4.22. - Circuito implementado para acionar contador principal.....	82
Figura 4.23 – Proteção do barramento CC.....	83

Figura 4.24 – <i>Layout</i> da PCB desenvolvida para controlador.....	84
Figura 4.25 – Placa de controlo desenvolvida. ....	85
Figura 5.1 Imagem da estrutura do kart. ....	88
Figura 5.2 - Detalhe da construção do kart. ....	89
Figura 5.3 Detalhes da colocação do acelerador.....	89
Figura 5.4 Dimensão do molde “L” a para adaptação do motor ME1003. ....	90
Figura 5.5 - Máquina elétrica ME1003.....	90
Figura 5.6 - Imagem do protótipo desenvolvido.....	92
Figura 5.7 - Bateria WCG-U1 disponível. ....	93
Figura 5.8 – Diagrama de forças influentes na tração de VE, adaptada de [46]. ....	94
Figura 5.9 – Relação de transmissão entre eixo do motor e roda fonte [5].....	95
Figura 6.1 – Resultado de acionar de MOSFET. ....	99
Figura 6.2 - Resultado do acionamento do conversor CC-CC de potência.....	99
Figura 6.3.- Esquema elétrico para testar em bancada a máquina CC a 7 kW.....	100
Figura 6.4 Sem compensação no barramento CC. ....	101
Figura 6.5 Com <i>snubber</i> no barramento CC. ....	101
Figura 6.6 Com snubber e T.V.S. no barramento CC. ....	102



## **Lista de Tabelas**

**Não foi encontrada nenhuma entrada do índice de ilustrações.**



## Lista de Siglas e Acrónimos

ADC	<i>Analog to Digital Converter</i>
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
DAC	<i>Digital to Analog Converter</i>
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
BLDC	<i>Permanent magnet brushless direct current</i>
PMDC	<i>Permanent magnet direct current</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
RB-IGBT	<i>Reverse Blocking Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
RMS	<i>Root Mean Square</i>
SPI	<i>Serial Peripheral Interface</i>
MCI	Motor de Combustão Interna
MCU	<i>Micro Controller Unit</i>
TI	<i>Texas Instruments</i>
TVSS	<i>Transient Voltage Suppressor</i>
UPS	<i>Uninterrupted Power Supply</i>
VCI	Veículo de Combustão Interna



# Nomenclatura

<b>Símbolo</b>	<b>Significado</b>	<b>Unidade</b>
$V_m$	Tensão de alimentação da máquina elétrica	V
$i_a$	Corrente que circula pela armadura da máquina elétrica	A
$L_a$	Indutância de armadura – Indutância que representa a parte indutiva da impedância relativa aos enrolamentos do rotor da máquina CC	H
$R_a$	Resistência de armadura – Resistência que representa a parte resistiva da impedância relativa aos enrolamentos do rotor da máquina CC	$\Omega$
$L_f$	Indutância de estator – Indutância que representa a parte indutiva da impedância relativa aos enrolamentos do estator da máquina CC	H
$R_f$	Resistência de armadura – Resistência que representa a parte resistiva da impedância relativa ao enrolamento do rotor da máquina CC	$\Omega$
$V_{CC}$	Tensão da fonte de corrente contínua	V
$E_a$	Tensão da corrente contínua da força contra eletromotriz	V
$i_s$	Corrente na fonte – corrente medida no ponto de fornecimento de energia elétrica pela rede ao circuito em análise	A
$i_L$	Corrente na carga – corrente medida no ponto de consumo de energia elétrica pelas cargas do circuito em análise	A
$i_F$	Corrente no enrolamento do estator da máquina elétrica	A
$v_s$	Tensão na fonte – valor instantâneo da tensão medida no ponto mais a montante do circuito em análise	V
$v_L$	Tensão na carga – valor instantâneo da tensão medida no ponto de consumo (ponto mais a jusante do circuito em análise)	V
$f$	Frequência	Hz
$f_C$	Frequência de comutação	Hz
$T$	Período	s
$T_S$	Período de amostragem	s
$t_{ON}$	Tempo relativo ao estado de condução do semicondutor	s
$t_{OFF}$	Tempo relativo ao estado de corte do semicondutor	s



# CAPÍTULO 1

## Introdução

### 1.1. Veículos Elétricos

Atualmente, a mobilidade rodoviária de pessoas e bens está numa fase de transição. Pretende-se cada vez mais reduzir os impactos ambientais e económicos da utilização de veículos com motor de combustão interna. A dependência do ser humano dos combustíveis fósseis, principalmente nos sectores dos transportes e produção de energia elétrica, obriga a um consumo massivo destes combustíveis, ao ponto de atualmente os seus recursos estarem bastante limitados. Um outro problema resultante da queima dos combustíveis fósseis são as consequências ambientais, que traduzem-se na libertação de gases com efeito de estufa, bem como na libertação de partículas para a atmosfera. Por fim, existe ainda um problema económico associado aos combustíveis fósseis, pois muitos países não possuem recursos naturais para o seu próprio consumo e isto obriga-os a importar, desequilibrando a balança comercial. De realçar ainda que apesar de atualmente se verificar uma redução do preço do petróleo, os economistas acreditam que esta se trata de uma situação passageira, e que a diminuição das reservas mundiais poderá causar o aumento do preço nos mercados internacionais [1][2].

Neste sentido, a utilização de veículos puramente elétricos ou híbridos tornou-se numa necessidade por parte de empresas e particulares, quer ao nível profissional, de lazer ou ao nível de competição. Tal é demonstrado, pelo crescente interesse de empresas dedicadas ao comércio de veículos elétricos, mas também de modalidades desportivas, como é o caso da Formula *E* [3][4].

A primeira demonstração de um veículo elétrico usando baterias elétricas recarregáveis remonta ao século XIX, e como sistema de propulsão usava uma máquina de corrente contínua. Em 1911 surgiu o motor de combustão interna, que utilizava um derivado de petróleo como combustível, e como este tinha uma densidade energética muito superior à da bateria elétrica, a partir dessa época deu-se o declínio da massificação do veículo elétrico e da sua evolução tecnológica, bem como dos seus equipamentos constituintes [5]. Atualmente esse panorama modificou-se, pois a evolução tecnológica

das baterias, associada a motivações ambientais e económicas, proporcionaram que as grandes construtoras do setor automóvel apostassem em soluções com propulsão elétrica.

Um veículo elétrico genericamente é caracterizado por ter uma máquina elétrica como forma de tração (motor), independentemente deste operar em paralelo (por meio de engrenagem) ou não, sobre as rodas do veículo. A estrutura de propulsão de um veículo elétrico é simplificada por uma sistema de armazenamento de energia elétrica, de uma sistemas de controlo e um sistema da propulsão, sendo esta última, a responsável por transformar a energia elétrica em energia mecânica, para movimentar o veículo rodoviário.

A utilização de veículos elétricos na sua generalidade tem como principais benefícios a redução de emissões de gases poluentes, uma maior eficiência energética na mobilidade rodoviária de bens e pessoas, menores custos de operação em comparação com os veículos de combustão interna (VCI), melhor equilíbrio na balança comercial de países dependentes de combustíveis fósseis, e a possibilidade de carregamento do veículo elétrico com energia própria produzida em casa (e.g., a partir de fontes de energia renovável, como o Sol ou vento)[6]. Contudo, a elevada densidade energética dos combustíveis fósseis, a não massificação deste tipo de veículos e a baixa evolução das tecnologias de baterias elétricas, tornam o veículo elétrico um investimento elevado na aquisição, e limitado na autonomia [7].

## 1.2. O *Kart* Elétrico

A popularidade dos desportos motorizados hoje em dia é evidente, tal é demonstrado pelo interesse que os principais construtores de automóveis manifestam, em que estes aproveitam para estar presentes em competições diferenciadas.

A prática de desportos motorizados é geralmente muito cara, tornando difícil o acesso a quem se quer iniciar. Como tal, surgiu a modalidade de *karting*, a qual utiliza um veículo de pequenas dimensões, denominado como *kart*. Esta modalidade tem mais de 60 anos e só é possível praticar em circuito fechado e cumprindo normas de regulamentação segundo a FIA (Federação Internacional do Automóvel) e FPAK (Federação Portuguesa de Automobilismo e *Karting*) [8].

O *kart* é um veículo de pequenas dimensões, normalmente dotado de motor de combustão interna (com potência inferior a 17 cv), o qual permite a qualquer pessoa, independentemente da idade e da aptidão para condução de veículos motorizados, a experiência de sentir a adrenalina da condução desportiva, mas com segurança. Grande parte dos pilotos profissionais nas categorias de topo, começaram as suas carreiras no

karting, onde começaram muito novos, como por exemplo o bicampeão de Formula 1 Fernando Alonso, que iniciou-se aos 3 anos de idade na competição [9].

O desenvolvimento do *kart* elétrico surge como evolução tecnológica quer na vertente desportiva quer na vertente lúdica, aproveitando o fato da mobilidade elétrica estar em crescente no panorama mundial. A aposta nesta vertente de veículo elétrico torna a modalidade menos poluente, tornando-se apelativa para circuitos indoor, pois o ruído e os fumos produzidos pelos *karts* convencionais os tornam incómodos, sendo que com os *karts* elétricos fica dispensada a necessidade de sistemas de extração de fumos e de sistemas de insonorização (Figura 1.1). Importa acrescentar que o *kart* elétrico não necessita de uma manutenção periódica tão frequente como o kart de combustão interna, e valoriza-se o fato deste ter um elevado binário disponível desde velocidades baixas, proporcionando acelerações mais rápidas [10].



Figura 1.1 – Foto de uma competição de *karting* [11].

### 1.3. Enquadramento

Atualmente a massificação do consumo de combustíveis fósseis para circulação rodoviária de bens e pessoas é problemática para comunidade internacional no que respeita à poluição ambiental e dependência económica. Neste sentido, a aposta no desenvolvimento de soluções mais sustentáveis na mobilidade rodoviária é uma mais-valia. A utilização de veículos elétricos é um passo muito importante no combate aos problemas ambientais e económicos de cada país [12].

Na modalidade de desportos automóveis o desenvolvimento de *karts* elétricos surge como uma evolução tecnológica no setor de veículos de lazer/competição, com o propósito de uma mobilidade mais sustentável.

Entre as várias vantagens que um *kart* elétrico poder ter, evidencia-se o fato deste não emitir fumos e de fazer muito menos ruído, devido à não utilização de motores de

combustão interna, sendo assim ideal para circuitos *indoor*. Além disso pode apresentar um melhor desempenho devido à grande disponibilidade de binário do motor elétrico a várias velocidades. É ainda importante salientar os menores custos de operação e manutenção comparativamente ao *kart* convencional. Pode se ainda destacar que existe intenção de aproximar e melhorar a performance deste tipo de veículos comparativamente aos atuais (*kart* convencional) [10], [13].

Na estrutura de um *kart* elétrico destacam-se três módulos: o sistema de propulsão elétrica, o sistema de armazenamento de energia e o sistema de controlo. O primeiro é composto pelo motor elétrico, pela transmissão, pelas rodas e pelo conversor de potência. Enquanto o sistema de armazenamento de energia é constituído pelo sistema de carregamento pelo sistema de gestão de baterias e pelas baterias. Por outro lado, o sistema de controlo tem como finalidade assegurar o controlo e a operação segura entre os diversos dispositivos de hardware, assim como realizar a interface entre o *kart* e o utilizador [14].

O motor utilizado neste trabalho é o motor CC de ímanes permanentes. Este motor, de entre outras características, usufrui de um elevado binário a baixas velocidades e de uma relação binário-velocidade adequada para aplicação em veículos elétricos [15][16].

## 1.4. Motivações do Trabalho

A carência de soluções no âmbito da mobilidade elétrica, na modalidade de karting, proporciona o interesse no desenvolvimento de soluções, como esta desenvolvida para um *kart* elétrico.

Este trabalho de Dissertação de Mestrado pressupõe o desenvolvimento de um conversor CC–CC bidirecional para uma potência nominal de 7 kW, com respetivo sistema de controlo para um motor CC de ímanes permanentes.

Ao nível da motivação pessoal, para além do gosto pessoal por alguns desportos motorizados, este trabalho de Dissertação de Mestrado fomentou um aumento de conhecimento no que respeita à componente de hardware de eletrónica de potência desenvolvida, bem como o projeto, implementação e resolução de problemáticas que delas advém nas fases de desenvolvimento de um controlador, para uma máquina elétrica CC de ímanes permanentes.

## 1.5. Objetivos e Contribuições

É proposto o desenvolvimento de um controlador para um motor CC de ímanes permanentes para acionar um *kart* elétrico.

O controlador desenvolvido permite controlar o *kart* tendo em conta a informação dada pelo condutor, nomeadamente através dos pedais do acelerador e do travão, sendo ainda possível controlar o sentido de marcha (para a frente ou para trás) através de um botão que se situa no volante.

Para além de aplicar a aceleração ou travagem pretendida, o controlador desenvolvido deve informar o utilizador caso exista algum erro ou problema, bem como garantir a salvaguarda dos componentes e equipamentos complementares. Para aumentar a eficiência do sistema foi implementado um conversor CC–CC bidirecional, com o recurso semicondutores de potência, para permitir a recuperação de uma parte da energia que normalmente é desperdiçada em forma de calor durante as travagens. O conversor CC–CC permite ainda controlar a potência fornecida à máquina elétrica, controlando a aceleração do *kart* consoante o carregar do pedal do acelerador. Da mesma forma, é necessário controlar a potência fornecida às baterias aquando da travagem regenerativa consoante a posição do pedal do travão. Existe um valor máximo de recuperação de energia, a partir do qual é necessário recorrer à travagem mecânica.

Os semicondutores utilizados foram escolhidos de forma a se obter o mínimo de perdas possíveis, o que é importante quando se trata de veículos elétricos por forma a aumentar a autonomia.

## **1.6. Organização e Estrutura da Dissertação**

No Capítulo 1 é realizada uma introdução ao tema da qualidade de energia elétrica e são apresentados alguns indicadores económicos retirados de estudos efetuados por entidades idóneas nesta matéria. Neste capítulo apresentam-se ainda diversos problemas de qualidade de energia elétrica, e é proposta uma nova topologia de UPQC sem transformadores, capaz de mitigar muitos dos problemas apresentados.

No Capítulo 2 são apresentados os principais tipos de condicionadores ativos para compensação de problemas de qualidade de energia elétrica. Alguns dos equipamentos apresentados estão já numa fase madura de desenvolvimento enquanto outros estão ainda em fase de investigação.



# CAPÍTULO 2

## Estado da Arte

### 2.1. Introdução

No decorrer do presente capítulo, pretende-se descrever, de forma sucinta, os equipamentos e componentes cruciais presentes nos sistemas de propulsão de um veículo elétrico, desde os sistemas de armazenamento de energia, motores elétricos e controladores CC–CC, sendo este último o descrito em mais detalhe.

De forma simples um controlador para uma máquina elétrica é composto por vários subsistemas, que em conjunto fazem operar a máquina elétrica com motor ou gerador elétrico. Estes sistemas, com ações subordinadas entre si, são o conversor de CC bidirecional de potência, o sistema de controlo digital e sinais de interfaces com utilizador ou do sistema de armazenamento.

Inicialmente são descritos muito sucintamente, os principais módulos constituintes para um *kart* elétrico, segundo os principais componentes utilizados em cada módulo. Posteriormente abordasse de forma simplista o que já existe no mercado do *kart* elétrico.

Em sequência da exposição dos componentes integrantes dos módulos, são descritos os principais tipos de motores elétricos utilizados para o sistema de propulsão elétrica e quais os mais utilizados em veículos elétricos. Desses motores, será abordado com maior pormenor o motor de corrente contínua, com a justificação para a sua escolha. Posteriormente são abordados os possíveis sistemas de armazenamento de energia para VE, com detalhe para as baterias eletroquímicas. E por último são abordados os conversores CC–CC bidirecionais, que permitem acionar a máquina de CC, bem como as diferentes técnicas de controlo para este tipo de aplicação.

### 2.2. O *Kart* Elétrico

O *kart* é um veículo motorizado utilizado na prática da modalidade de karting. Esta modalidade é bastante popular e acessível a uma grande parte da população de todas as idades. Tradicionalmente os *karts* utilizam um motor de combustão interna (MCI). Este tem desvantagens para além das já expostas em 1.2, algumas podem ser ao nível da performance do motor, ao nível de potência desenvolvida por esta a baixa velocidade,

como é possível de verificar segundo a Figura 2.1, da fonte [16]. Estas situações acima referidas trazem desvantagens ao nível desempenho mecânico caso este esteja numa vertente de competição.

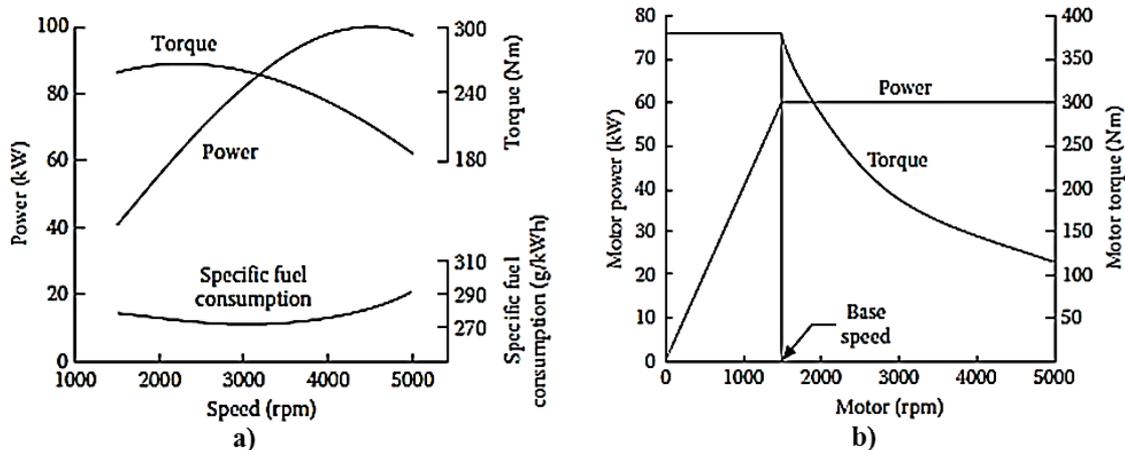


Figura 2.1 – Curvas típicas binário-velocidade e potência-velocidade: (a) para o motor de combustão interna, (b) para a máquina elétrica “controlada”, [16].

Contudo esta realidade tem vindo mudar, o sistema de tração elétrica tem vindo a ganhar terreno, mas este tem custos iniciais elevados comparativamente à solução de combustão interna. Ao nível de manutenção e preço da energia utilizada, a aplicação de sistemas de propulsão elétrica é uma mais-valia pelo seu menor custo comparativamente ao MCI.

### 2.2.1. Estrutura do *Kart* Elétrico

A estrutura de um *kart* elétrico é bem mais simplificada (no sentido estrutural e de periféricos) do que um VE vulgar, pois este visa ser um veículo de pequenas dimensões (para um condutor) para circular em pista e sendo que nestes locais não estão expostos a inseguranças rodoviárias.

Na Figura 2.2 abaixo, são apresentados, segundo o autor desta, os diferentes sistemas constituintes de um *kart* elétrico. Estes são o sistema de propulsão, o sistema de armazenamento de energia e o sistema de controlo

O sistema propulsão é constituído pela máquina elétrica, pela transmissão, pelo travão mecânico e pelo conversor de potência. O sistema de armazenamento de energia é constituído por baterias que são colocadas, por norma, nas laterais da estrutura com o intuito de distribuir uniformemente o seu peso. O sistema de controlo é constituído pelo controlador, pelos pedais (acelerador e travão), por botões de controlo do movimento e de segurança, e o guiador.

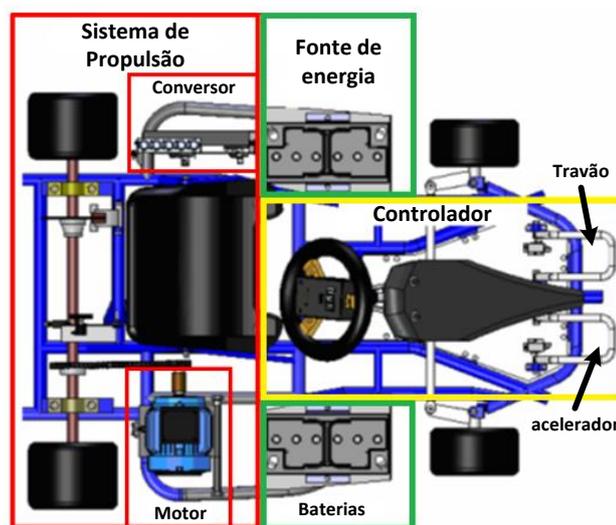


Figura 2.2 – Módulos da estrutura do *kart* elétrico [14].

Nos subcapítulos seguintes serão abordados as partes integrantes de maior importância neste trabalho de dissertação de forma mais detalhada, nomeadamente a máquina elétrica e os respetivos sistemas de controlo.

### 2.2.2. Mercado para o *Kart* Elétrico

O *karting* é uma modalidade popular e acessível a todos, no âmbito do desporto motorizado, apenas restringida a sua prática num circuito fechado, coberto ou não.

Contra todos os entraves anteriormente referidos, já existem empresas e associações com intuito de divulgar esta nova forma de sensações, para a prática da modalidade de kartings, através do *kart* elétrico. Na França já existe uma associação, a *e-Kart*, que promove a divulgação de VE, eventos com competição de *kart* elétricos segundo as suas normas [17].

No meio académico, várias instituições já deram o seu contributo, em algumas universidades internacionais tem projetos inovadores nesta área. Caso é do *MIT*, com o projeto *The Cap Kart*, desenvolveram um kart com propulsão elétrica em que a energia é armazenada numa topologia híbrida utilizando baterias e ultracondensadores. Tendo como objetivo recolher o máximo de energia da travagem regenerativa (explicada no ponto 2.6), na qual a capacidade de armazenamento de energia elétrica no ultracondensador é superior à possível pelo pack de baterias utilizado [18]. Ao nível nacional na Escola Superior de Tecnologia e Gestão de Viseu foi desenvolvido um *kart* elétrico de alta performance, com uma aceleração dos 0 aos 85 km/h de cerca de 5,4 segundos, uma autonomia de 50 km. Este está equipado com uma máquina elétrica CA

de ímanes permanentes de 8,6 kW, esta é capaz de desenvolver 80 Nm de binário de arranque [2].

Ao nível do mercado empresarial e do karting de lazer com a utilização do *kart* elétrico, existem algumas empresas ligadas à produção deste, caso é da *OTLeletokart* uma empresa italiana, mas já com revendedores nos Estados Unidos da América (EUA). Esta tem diferentes modelos de *kart*, mas aqui saliento o modelo *STORM SERIES*, na Figura 2.3. Este utiliza uma máquina CA (não revelado o tipo), com duas vertentes disponíveis uma com 8 kW e outra com 15 kW de potência, com um banco de baterias de 72 V e 96 V, respetivamente [19].



Figura 2.3 – Foto do *kart* elétrico *STORM SERIES* da *OTLeletokart* [19].

Ao nível de tecnologias de baterias é possível escolher entre as de ácido-chumbo e as de lítio, sendo que as primeiras têm uma autonomia máxima de cerca de 12 minutos e a segunda opção, dependendo da capacidade energética instalada, vai dos 25 minutos até aos 60 minutos, segundo o construtor [19].

A empresa *Sodikart* com o protótipo *Sodi STX*, que vem equipado com uma máquina CC de ímanes permanentes da *Agni Motors*, Figura 2.4. Este protótipo tem um pico de potência de 20 kW, utiliza baterias de cobalto de níquel com uma autonomia de 15 minutos, atinge velocidades superiores a 100 km/h e possui um peso de 123 kg, segundo o fabricante [20].



Figura 2.4 – Detalhe da construção do *kart* elétrico *Sodi STX* da *Sodikart* [20].

### 2.3. A Máquina Elétrica

A máquina elétrica é evidentemente o principal componente do veículo de propulsão elétrica, pois esta é a máquina que transforma a energia elétrica em energia mecânica, gerando o movimento de veículo. Esta energia mecânica proporciona o movimento de cargas ou corpos, mas esta máquina por sua vez tem capacidade de também converter energia mecânica em energia elétrica (com esta ação denomina-se por gerador elétrico).

No contexto histórico a invenção do motor elétrico remonta ao século XIX, a sua primeira aplicação como sistemas de propulsão ocorreu no ano de 1830, contudo a utilização em veículos puramente elétricos, a nível comercial, deu-se em 1901 [21]. A evolução desta máquina veio promover a sua utilização em diferentes meios, quer a nível industrial, produção de energia (devido às propriedades como gerador de energia) locomoção de grandes carga e mais recentes com o foco para a propulsão de veículos elétricos, como meio principal ou como meio auxiliar no caso de veículos híbridos.

A máquina elétrica possui muitas características favoráveis à sua utilização, das quais se podem realçar, ser uma solução de baixo custo (no que respeita à sua construção e à fonte de energia), robustez, versatilidade, reduzida manutenção, dimensões e peso menores (comparativamente a outros sistemas propulsão de mecânica).

As máquinas elétricas podem ser classificadas genericamente em duas categorias, com comutador ou sem comutador no rotor, como pode ser observado na

Figura 2.5 e Figura 2.6, respetivamente, segundo a fonte [21].

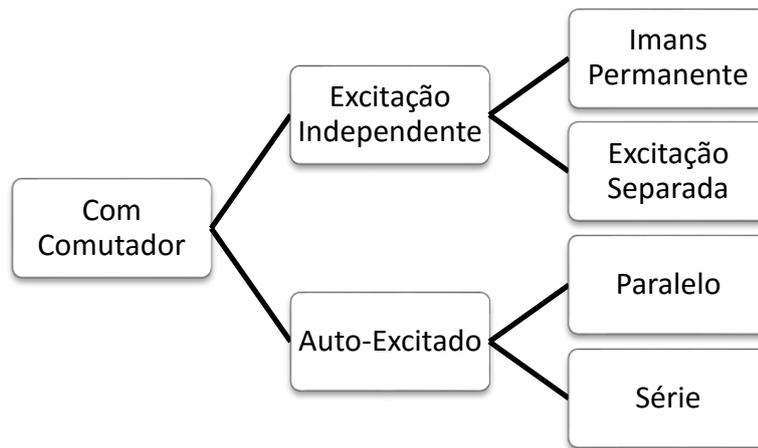


Figura 2.5 – Classificação de motores com comutador segundo a construção, adaptada de [21].

As máquinas elétricas com comutador são máquinas de corrente contínua. Dentro desta categoria de máquina este é ainda subdividido, consoante o tipo de excitação. As máquinas CC com excitação podem ser do tipo excitação série, paralela ou composta. No que respeita ao tipo de excitação independente do campo, esta pode ser de excitação separada (o qual necessita de outra fonte de alimentação para enrolamento do campo) ou por íman permanente que devido à sua propriedade magnética provoca a excitação do campo. Este grupo de máquinas CC é identificado pela maior maturidade no mercado e maior facilidade de controlo. A evolução no que respeita ao material constituinte dos ímanes permanentes levou a uma larga utilização em aplicações de baixa potência. Estas e outras mais-valias vão ser descritas e explicadas mais ao detalhe no próximo subcapítulo.

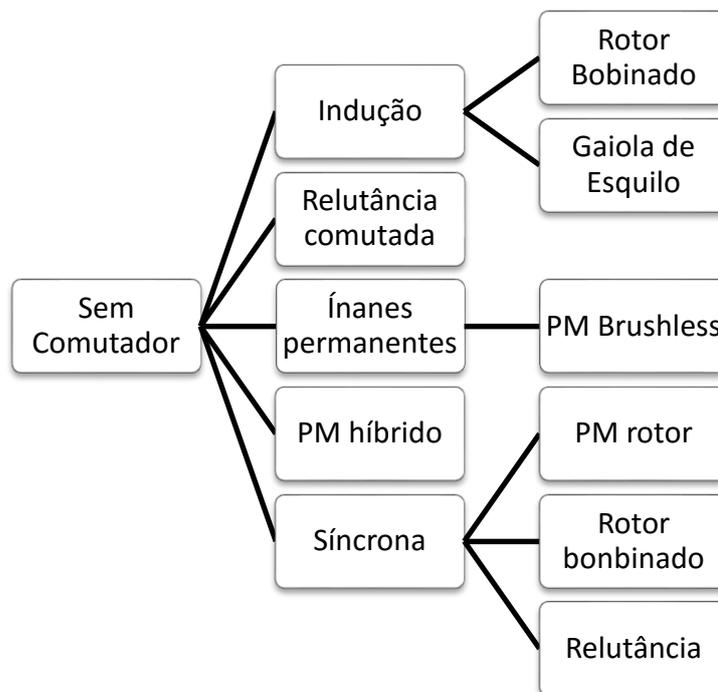


Figura 2.6 – Classificação de motores sem comutador segundo a construção, adaptada de [21].

As máquinas elétricas sem comutador são por norma máquinas de corrente alternada. Dentre as várias tecnologias podem-se referir a máquina de indução (ou assíncrona) como o máquina mais eficiente de todas as categorias podendo esta ser de rotor bobinado e de gaiola de esquilo. A máquina síncrona conta com três tipos de configuração com o rotor bobinado, com ímãs permanentes no rotor ou de relutância. De entre estes tipos o mais usual e recente é o de ímãs permanentes pois apresenta uma melhor performance relativamente a outros.

Com desenvolvimento mais recente e conseqüentemente menor maturidade os motores de ímãs permanentes BLDC e relutância comutada, este com maior amplitude de binário a maior velocidade. No caso particular da topologia BLDC, esta não utiliza escovas e aumenta o binário. Estas máquinas são alimentadas por uma corrente com forma de retangular (modulação por onda quadrada).

Relativamente ao motor de relutância comutada, este pode ser considerado uma evolução dos motores CC de passo (motor de movimento incremental).

#### 2.4. Tipos de Máquinas Elétricas Utilizados em Veículos Elétricos.

De entre as várias categorias de máquinas elétricas, existem algumas que são mais utilizadas nos sistemas de propulsão de veículos elétricos, quer estes sejam puramente elétricos ou híbridos. Para tal, existem um conjunto de características necessárias para que um tipo de máquina se torne mais atrativa para aplicação num veículo elétrico. Esses

pré-requisitos podem ser descritos, segundo os pontos abaixo mencionados, e como é referenciado em [16]:

- Flexibilidade de controlo do modo de operação;
- Tolerância e robustez a possíveis erros;
- Alta eficiência e boa relação potência por peso;
- Preço aceitável para construção em massa;
- Baixo ruído acústico e interferências eletromagnéticas;
- Baixa manutenção e baixo custo;
- Boa relação entre binário e inércia, com capacidade de binário de pico cerca de 200 % superior ao nominal;
- Ampla região de operação com potência contante.

Atualmente nos veículos elétricos utilizam-se máquinas CC, máquinas de indução, máquinas de relutância comutada ou máquinas elétricas que empreguem ímanes permanentes, caso do PMSM (*Permanent Magnet Synchronous Motor*) [16].

A máquina de relutância comutada começa hoje em dia a ser bastante atrativa para utilização em VE, devido ao baixo custo de construção, à robustez e à elevada densidade de potência mecânica capaz de gerar. Mas o seu principal ponto desfavorável é ruído produzido, com maior intensidade a baixas rotações, e o *ripple* do binário produzido (consequentemente na corrente consumida).

A máquina de indução poderá ser mais atrativa como solução mais barata, robusta e de baixa manutenção, contudo, devido à sua dimensão, peso, pouco binário perto da velocidade nominal, poderão ser um obstáculo na sua implementação.

A máquina elétrica com ímanes permanentes proporciona uma excelente performance, elevada densidade de potência e alta eficiência, pois estes podem desempenhar devido às capacidades intrínsecas dos materiais constituintes deste metal. No caso particular da máquina síncrona de ímanes permanentes, esta caracteriza-se como a máquina elétrica mais eficiente, devido ao fato de não existirem escovas. Embora os PMSM e os BLDC (*Bushless Direct Current Motor*) tenham curvas características de binário-velocidade semelhantes, contudo ao nível do controlo existe uma maior complexidade para os PMSM.

#### **2.4.1. Considerações na Escolha da Máquina Elétrica para um VE**

Existem vários fatores a considerar numa tomada de decisão sobre a topologias de máquina elétrica a utilizar, no desenvolvimento ou conversão de um veículo elétrico. Para

o caso da conceção de um veículo elétrico com carácter mais pessoal, ou seja um veículo com pequeno volume (dimensões baixas, peso chassis, um ocupante). Os fatores de escolha ao nível mecânico e componentes eletrónicos, podem ser caracterizados segundo os tópicos descritos no artigo e livro [15][22], respetivamente. E são caracterizados segundo:

- Peso do chassis, do condutor, motor e sistema de alimentação;
- Facilidade de controlo e eficiência do controlador;
- Densidade de potência do motor por unidade de peso (kW/kg);
- A tensão de alimentação;
- A velocidade máxima desejada.

Para aplicações em veículos elétricos de menores dimensões e na qual o menor peso do motor é um importante fator a considerar, como é no caso da bicicleta, do carro de golfe e do *kart*. Associado o fato de estes requerem menor valor de binário de arranque, ou seja, menor relação potência/peso, as soluções com ímanes permanentes na máquina CC, torna-se mais vantajosas comparativamente com outras potencialmente mais baratas (caso do motor de indução). Pois considerando a densidade de potência por unidade de peso, a simplicidade de controlo, o número de componentes a usar, para potências nominais inferiores as 10 kW, a baixa inércia ao movimento, a máquina CC com ímanes permanentes é uma solução mais adequada. Contrapondo com o fato do preço de uma máquina de corrente contínua de ímanes permanentes ser superior ao de uma máquina elétricas de indução, tendo este ainda melhor eficiência comparativamente com a máquina elétricas CC [15][22].

## 2.5. Tecnologias das Máquinas Corrente Contínua

Nesta secção, abordar-se a máquina CC mais ao detalhe, pois com já foi referido na secção 1.3 é uma dos requisitos deste trabalho de dissertação, bem como o fato de alguns artigos relativos à conversão e desenvolvimento de *karts* elétricos, defendem aplicação da máquina de corrente contínua de ímanes permanentes, como o referido em [22], e segundo os critérios aí especificados.

Esta máquina elétrica que funciona com aplicação de uma corrente contínua e transforma esta numa força (binário) que gera de movimento rotativo e vice-versa (operando assim como gerador), deve a sua invenção ao físico Michael Faraday no século XIX.

A máquina de CC como já foi referido no tópico anterior sobre motores elétricos, tem várias topologias de operação. Cada uma destas é capaz de gerar uma resposta e comportamento diferente da curva binário-velocidade para além das características nominais.

### 2.5.1. Princípio de Funcionamento

A máquina CC é constituída essencialmente por dois elementos, o estator (denominado também enrolamento de campo, ou indutor) e o rotor (ou também conhecido com armadura ou induzido), Figura 2.7. Este último é descrito geralmente como parte rotativa da máquina elétrica, onde se encontram enrolamentos do induzido, esse movimento deve-se à interação eletromagnética entre o campo magnético gerado pelos enrolamentos do rotor e pelos enrolamentos constituinte do estator, criando assim o fluxo magnéticos da máquina elétrica. Para além destes elementos, a máquina é ainda constituída pelas escovas e o anel comutador, que servem para alimentar o rotor.

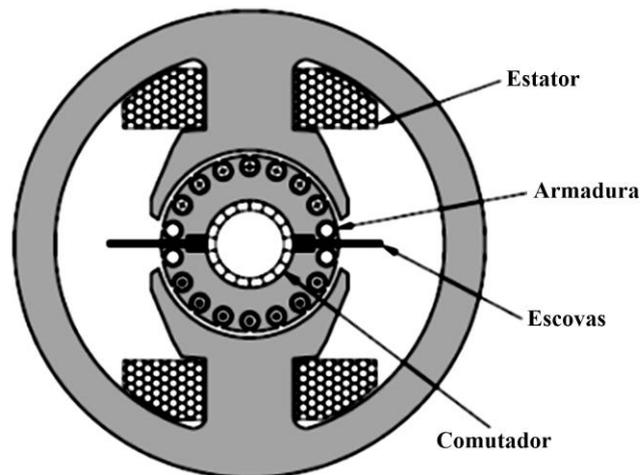


Figura 2.7 – Construção da máquina CC, adaptada de [23]

No que respeita à sua constituição básica, tal como já referido, a máquina elétrica é constituído por duas partes principais, o rotor e o estator. É ainda importante de referir mais algumas partes relevantes não constituição deste, pois as escovas e anel comutador são partes importantes em fazer chegar a energia ao rotor.

O fluxo eletromagnético, que percorre os enrolamentos do estator e do rotor pode desenvolver forças que produzem o movimento do eixo rotação de forma axial ou radial. Na máquina de fluxo axial, o fluxo magnético é desenvolvido entre o estator e rotor, ocorre de forma paralela ao eixo de rotação, enquanto no motor de fluxo radial, o fluxo é

gerado de forma perpendicular ao eixo de rotação[23]. Tal como é possível observar na Figura 2.8 abaixo.

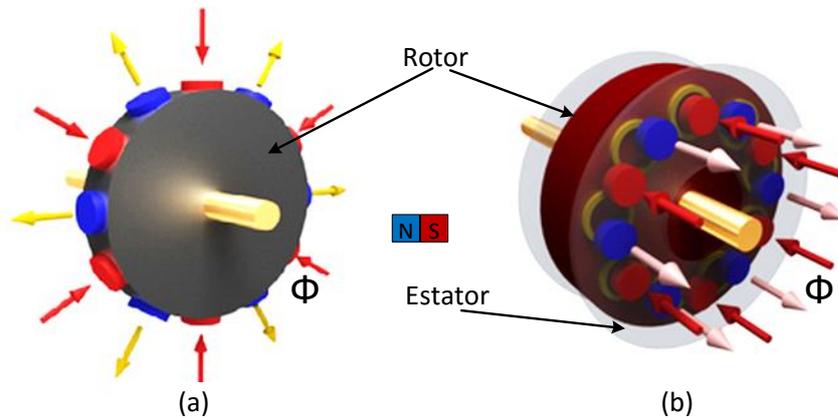


Figura 2.8 – Representação do fluxo do campo magnético: a) fluxo radial; b) fluxo axial; adaptada de [24].

O princípio de funcionamento genérico da máquina CC, este deve-se ao campo eletromagnético girante, gerado por forças eletromagnéticas atratoras e repulsoras entres polos assimétricos e simétricos, respetivamente.

A alternância desta força (fluxo) eletromagnética, consequente da corrente elétrica que ao atravessar um condutor no enrolamento de um polo do estator, provocará uma força  $\vec{F}$ , que impulsiona e provoca o movimento do rotor. Que é representada pela equação abaixo:

$$\vec{F} = i \times \vec{l} \times \vec{B} \quad (2.1)$$

Denotando que  $\vec{l}$  representa o comprimento do condutor elétrico constituinte do polo,  $\vec{B}$  o campo magnético do condutor e  $i$  o valor da corrente elétrica no rotor.

Se considerar que cada núcleo (polo) é constituído por um conjunto de espiras e dispostas de forma radial, formando uma área de fluxo magnético representada por  $\Phi$ . Então a equação que caracteriza o binário  $T$  produzido é dada por:

$$T = K_m \Phi i \quad (2.2)$$

Para o qual o  $K_m$  descreve a uma contante do motor que descreve a relação entre a corrente elétrica e o fluxo magnético, esta depende do numero de condutores no polos, do número de pares de polos, bem como, outras características físicas de construção. Como tal o binário torna-se diretamente proporcional à corrente elétrica que percorre a armadura (núcleo do rotor),e esta depende da tensão elétrica que está aplicada

aos polos do motor. Mas cada polo como cada condutor elétrico contem uma resistência interna, denomina-se por resistência na armadura  $R_a$ .

Como elemento rotativo, o movimento deste, cria um campo magnético entre o armadura e o estator, e como tal, pode funcionar como gerador elétrico. Ao operar neste modo este produzirá uma tensão elétrica  $E_a$  (*emf* – *elétric magnetic force*), que é representada por  $E_a$  na equação abaixo, na qual o  $\omega$  representa a velocidade a que o rotor gira em relação ao estator [23] [24].

$$E_a = K_m \Phi \omega \quad (2.3)$$

### 2.5.2. Tipos de Excitação do Rotor

Existem quatro tipos de construção de máquinas CC, estas diferem sobre modo de ligação dos enrolamentos do estator e do rotor, tornando a excitação do rotor distinta. Estas máquinas CC podem ser do tipo serie, shunt, independente, e com ímãs permanentes em vez dos enrolamentos no estator, sendo possível de observar na Figura 2.9. Os enrolamentos do estator são descritos com os parâmetros  $L_f$  e  $R_f$ , indutância do estator e resistência do estator respetivamente. Enquanto o enrolamento do rotor são representados pelos parâmetros  $L_a$  e  $R_a$ .

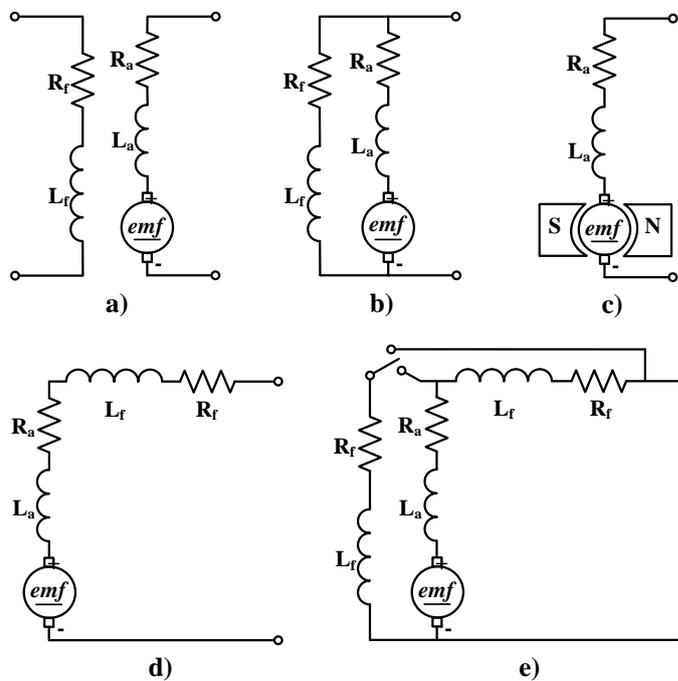


Figura 2.9 – Tipos de excitação da Máquina CC: (a) excitação independente; (b) excitação paralela; (c) Ímãs permanentes; (d) excitação série; (e) excitação composta.

No tipo de **excitação de ímanes permanentes** Figura 2.9 (c), estes ímanes estão colocados na carcaça do motor com o intuito de substituir a utilização de enrolamento do estator para a excitação no rotor. O circuito magnético é criado pelo conjunto ímanes no estator e assim a interação eletromagnética com rotor, para proporcionar o movimento desta. As vantagens da utilização de ímanes permanentes trazem mais-valias ao nível de uma construção compacta, menores perdas elétricas no enrolamento do estator, desempenho superior e simplicidade no sistema de controlo da máquina CC. Os únicos contras de este tipo de excitação/construção da máquina CC é possibilidade de desmagnetização dos ímanes, esta pode ocorrer na situação extrema de excesso de binário de carga (corrente e temperatura elevadas) [26].

No tipo de **excitação independente** Figura 2.9 (a), a construção do estator e do rotor é independente, e controlada de forma diferenciada. O campo magnético será tanto ou mais intenso, para valores de corrente com o qual o enrolamento do estator é excitado, isto proporcionará diferentes curvas características da mesma máquina CC. É necessário ainda referir que este valor de alimentação do estator terá de ser controlado, o que acarreta mais perdas energéticas da máquina comparativamente a outras formas.

No que respeita a **excitação série** Figura 2.9 (d), esta significa que o circuito eletromagnético quer do estator quer do rotor estão em serie entre si. O fluxo magnético de excitação entre ambos é dependente da quantidade de energia (corrente elétrica) que a passa pelos dois enrolamentos, nesta situação a perdas por efeitos de joule e cobre serão superiores a acima referidas. Com a excitação série é possível acionar cargas até 4 vezes o binário nominal, estando esta limitada pela saturação magnética do enrolamento do rotor, contudo esta carece de controlo pois em vazio esta pode atingir velocidades elevadas.

No modo de **excitação paralela** representada na Figura 2.9 (b) os enrolamentos do estator e do rotor/amadura estão em paralelo como tal cada enrolamento está exposto à mesma tensão de excitação isto influenciará a curva característica Binário-Velocidade, bem como a simplicidade da regulação da velocidade. Ao nível do circuito magnético esta intrinsecamente ligada ao enrolamento de campo pois a resistência  $R_f$  tem um valor superior que  $R_a$ , impondo um limite de corrente.

**Excitação composta**, o esquema de ligações na Figura 2.9 (e). Denota-se que a máquina CC contém dois enrolamentos de estator em serie com enrolamento do rotor, assim por ação de um elemento comutador é possível tirar partido da excitação serie e da paralela, possibilitando assim um bom binário de arranque e uma boa regulação da velocidade

Na Figura 2.10 (a) abaixo, podemos verificar curvas características binário-velocidade (genéricas) para os diferentes tipos de excitação do rotor. É de notar desde que devidamente controlada a máquina CC pode ter a resposta em binário contante ou em potência contante, representada na Figura 2.10 (b). Isto acontece por variação do efeito do campo magnético do estator mais concretamente do valor de  $I_f$  tendo esta o efeito de aumento da velocidade angular e diminuição do binário disponível a elevada velocidade.

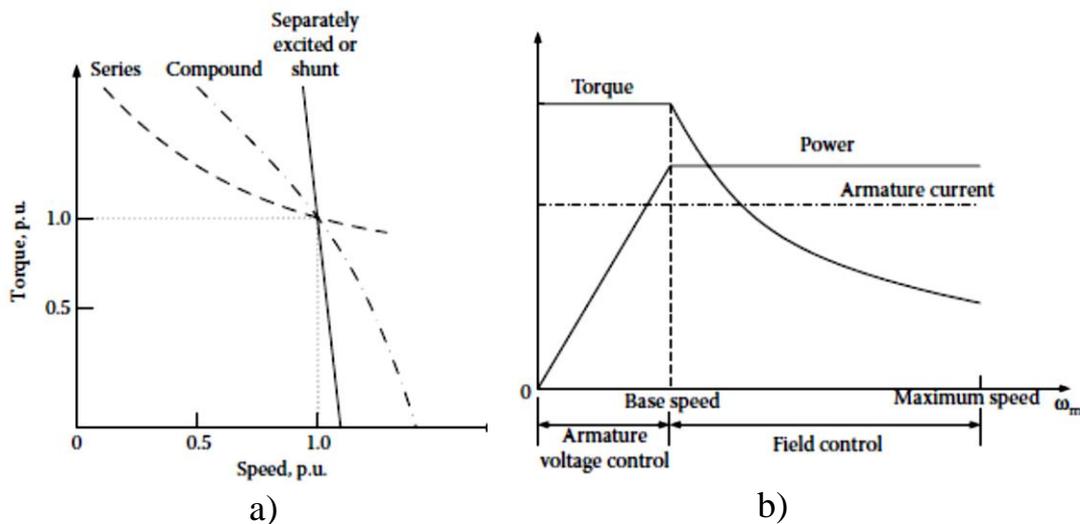


Figura 2.10 – Gráfico para diferentes tipos de excitação da máquina CC: (a) as curvas da característica de binário-velocidade, (b) Limites de operação em binário constante e potência constante, por variação da tensão e variação do efeito campo [21].

Este tipo de curva característica binário-potência desenvolvida por velocidade angular deste tipo de máquina elétrica, anteriormente representada, preenche os requisitos necessários a aplicações em tração elétrica [21].

### 2.5.3. Modo de Operação da Máquina CC

A máquina CC pode operar em dois modos, como motor elétrico e como gerador elétrico. Pode manter os mesmos níveis de eficiência na operação em motor ou em gerador. Na Figura 2.11 podemos observar os diferentes quadrantes de operação da máquina CC, como motor ou como gerador.

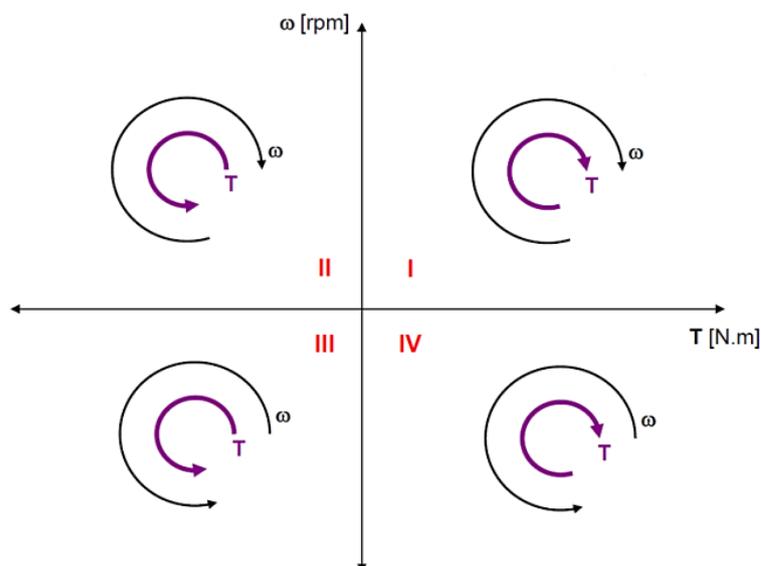


Figura 2.11 – Os 4 quadrantes de operação da máquina elétrica, adaptada [23].

No modo de operação como motor, a máquina elétrica transforma a energia elétrica em energia mecânica, sob a forma de energia cinética do movimento do seu eixo. Como tal, esta pode rodar segundo no sentido horário, ou no sentido anti-horário.

Para o funcionamento como motor, o binário e velocidade angular devem ter o mesmo sentido. Isto pressupõe que a tensão e corrente elétrica, aplicada aos terminais da máquina CC, com o valor nominal positivo, operando assim no quadrante I. O movimento no sentido anti-horário (para trás) verifica-se quando tensão e corrente têm valor negativo, quadrante III.

No modo de operação como gerador, a máquina elétrica transforma a energia mecânica em energia elétrica. Para que tal aconteça, o sentido do movimento rotacional deve ser oposto ao binário resiste. No quadrante II verifica-se no movimento para a frente. Isto verifica-se quando a tensão verificada na máquina CC é positiva e a esta desenvolve uma corrente elétrica negativa, ou seja esta deslocasse para fonte. A outra situação menos comum na realidade é o movimento para trás e desenvolver binário em sentido oposto a este movimento rotacional estão no quadrante IV. Para que tal acontece a tensão elétrica deve ser negativa e corrente elétrica positiva [23].

#### 2.5.4. Perdas Energéticas da Máquina CC

No processo de funcionamento, quer como motor, quer como gerador, a máquina CC é um aparelho que contém perdas energéticas, logo a energia fornecida difere da energia que esta é capaz de produzir durante o seu funcionamento. No que diz respeito a perdas energéticas ocorrentes no funcionamento como motor, estas podem interferir com a eficiência energética (resultados obtidos) na produção de energia mecânica. Logo

estaremos a falar do rendimento de operação da máquina elétrica, como é possível observar na Figura 2.12.

As principais perdas que ocorrem na máquina elétrica a quando do funcionamento como motor devem-se a perdas no cobre no enrolamento do rotor (cerca de 2 % a 4 %) e no enrolamento estator (dependo da configuração, cerca de 2 % a 7 %) e perdas por atrito rotacional (cerca de 3 % a 15 %). A máquina de CC de ímanes permanentes por não conter enrolamentos no estator, não tem perdas elétricas nestes enrolamentos.

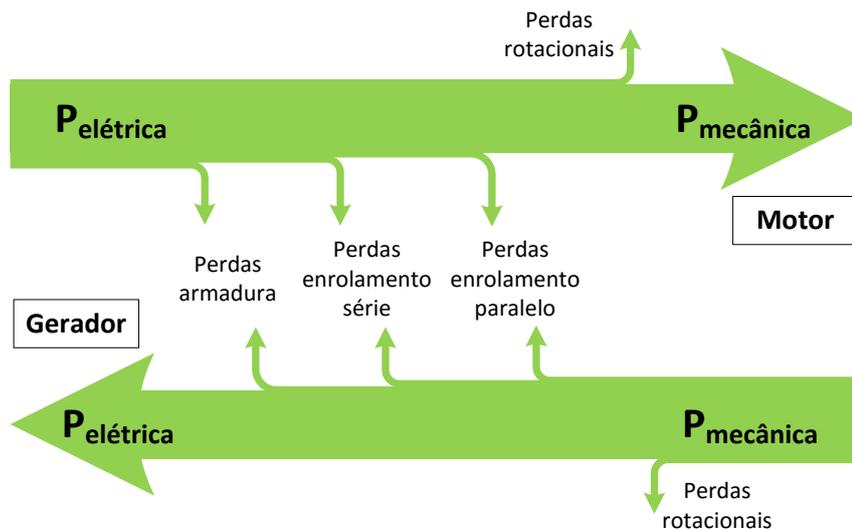


Figura 2.12 – Perdas energéticas na Máquina CC, baseado em [26] [27].

Quando a máquina elétrica funciona como gerador a perdas energética são sensivelmente as mesmas, é de referir que nesta operação estamos a absorver a energia mecânica do movimento e a converter em energia elétrica.

## 2.6. Travagem Regenerativa

A máquina elétrica de CC, tal como foi referido anteriormente, funciona também como gerador. Isto permite que se possa efetuar a travagem regenerativa, ou seja, ao operar como gerador elétrico e ao mesmo tempo travar o movimento do veículo. O princípio de funcionamento é semelhante ao dos sistemas de travagem clássicos, onde a energia cinética do veículo é transformada em calor pela fricção entre o disco e as pastilhas de travão. Só que ao contrário deste último, a travagem regenerativa permite recuperar essa energia cinética e armazená-la sobre a forma de energia elétrica, em vez de dispersar o calor para a atmosfera.

Normalmente o binário de travagem requerido é muito superior ao binário que o gerador pode produzir para uma travagem, como tal torna-se imprescindível o

complemento com um travão mecânico. As travagens regenerativas podem dar origem a quantidades elevadas de energia num curto espaço de tempo, pelo que normalmente é utilizado um dispositivo com rápida capacidade de carga, como por exemplo um ultracondensador ou volante de inércia (*flywheel*) [21][27].

Nem sempre consegue quantificar previamente energia que se obtém da travagem regenerativa. Como tal, por questões de segurança, é sempre necessário utilizar um travão mecânico como complemento, garantindo assim a segurança na condução do VE. As outras formas de parar o movimento da máquina elétrica CC, segundo [27][23], podem ser:

- **Por inércia:** esta forma de paragem da máquina elétrica visa a paragem pelo efeito da inércia. Para este efeito, realiza-se o “*shunt*” aos terminais da máquina forçando a paragem esta;
- **Por travagem dissipativa:** é uma forma de travagem do movimento que consiste em absorver toda a energia possível de forma controlada, sendo esta absorvida e dissipada sobre a forma de calor pelos semicondutores de potência.
- **Por travagem dinâmica:** é uma forma controlada de converter a energia cinética movimento para energia elétrica. Sendo que esta seja dissipada pelo elemento resistivo (destinado para essa finalidade) em paralelo com o conversor CC–CC. Este é controlado segundo a flutuação do barramento CC, como exemplificada na Figura 2.13.

Com a utilização de um conversor CC–CC de 4 quadrantes, devidamente controlado é possível obter energia da travagem independentemente do sentido de movimento do VE. O conversor CC–CC de 2 quadrantes apenas no permite travar no sentido de movimento. Convém ainda salientar que no processo de travagem regenerativa a tensão do barramento CC poderá sofrer um *overshooting* de cerca de 1,5 a 2,5 vezes o valor da tensão de alimentação. Para tal, deve-se detetar e controlar este fenómeno, torna-se necessário inserir um elemento resistivo em paralelo com conversor, dimensionada de forma a poder dissipar energia sob a forma de calor (Figura 2.13).

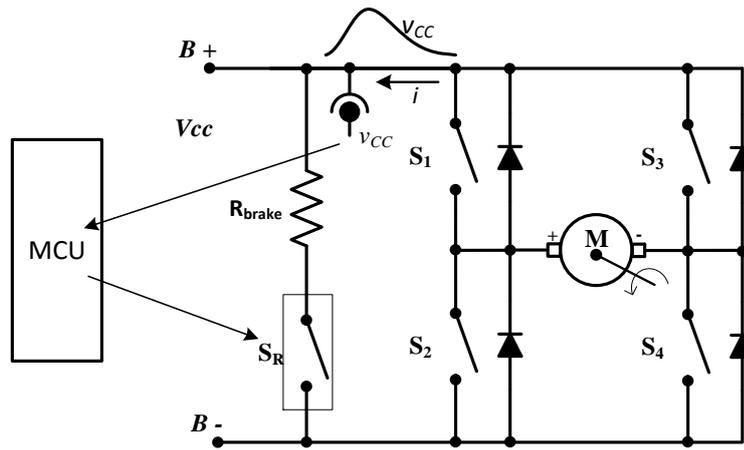


Figura 2.13 – Esquema ponte completa com resistência de dissipação de energia, baseada em [27].

Em suma, a utilização da energia elétrica proveniente da travagem regenerativa permite dotar o VE de maior autonomia e eficiência, reduz o desgaste do travão mecânico e na generalidade incrementa a performance do VE. Por outro lado, necessita de elemento armazenador com elevada densidade de potência energética, a necessidade de dispositivos complementares e de proteção. A complexidade deste sistema pode incrementar o peso, custo (quer de implementação, construção e outros custos)[27].

## 2.7. Sistemas de Armazenamento de Energia Elétrica

Existem vários tipos de armazenamento de energia elétrica, quer sobre a forma de energia elétrica, quer sobre outra forma de energia que posteriormente será convertida novamente em energia elétrica.

Atualmente, cada tecnologia de armazenamento de energia elétrica contempla diferentes dimensões (formato e volume) e diferentes níveis de maturidade e desenvolvimento, para aplicação em veículos elétricos. De entre as mais comuns, serão abordadas as tecnologias de baterias, ultracondensadores, células de combustível e volante de inércia.

### 2.7.1. Tecnologias de Baterias

Atualmente as baterias elétricas são uma dos sistemas de armazenamento mais utilizados em veículos elétricos. Apesar de esta tecnologia ter mais de um século de existência, ainda carece de melhoramentos ao nível da eficiência energética, bem como, do ciclo de vida útil destes dispositivos. De entre outros métodos de armazenamento de energia, a bateria é o dispositivo que possuiu maior desenvolvimento e maturidade. As baterias armazenam energia química e cada uma das suas células é constituída por um

eléctrodo negativo, um eléctrodo positivo e um eletrólito que possibilita a troca de iões entre os dois eléctrodos, tal como se pode observar na Figura 2.14.

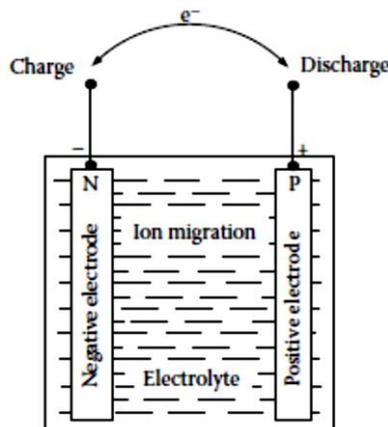


Figura 2.14 – Constituição de uma célula de uma bateria eletroquímica [5].

As baterias comerciais têm diferentes configurações, o número de células varia consoante a capacidade de armazenamento e a tensão que se pretende. Para além da tecnologia constituinte, uma célula é caracterizada por ter uma tensão nominal (V), capacidade nominal de carga (Ah), uma taxa de corrente máxima de carga/descarga (1C), uma densidade de energia (Wh/L), uma energia específica (Wh/kg), entre outras especificações. Com diferentes associações em série e/ou paralela, das células podem-se obter tensões superiores e capacidades energéticas superiores respetivamente [5].

### **Características específicas de cada tecnologia**

Nesta secção serão descritos pormenores sobre as características, bem como as mais-valias entre as diferentes tecnologias de construção de baterias para aplicação em veículos eléctricos, quer estes sejam puros ou híbridos.

As baterias de ácido-chumbo, nomeadamente as de ciclo profundo são as mais aplicadas em VE. Têm características positivas como o baixo preço por kWh, não necessitam manutenção (são seladas), robustez (tolerante a má utilização fora características nominais) e são recicláveis. Como contras temos a sua baixa densidade de energia (que faz com que sejam pesadas e volumosas), possuem um ciclo de vida baixo, baixa taxa capacidade de carga e o seu desempenho é afetado pela temperatura de operação.

As baterias de NiCd (níquel-cádmio) têm um ciclo de vida longo e maior densidade de energia que as de ácido-chumbo. Mas o cádmio é um elemento tóxico e estas baterias têm um custo elevado por densidade.

As baterias de NiMh (níquel-hidreto metálico), possuem melhor densidade de energia e versatilidade na carga e descarga do que as de NiCd, para além de não necessitarem de manutenção. Por outro lado estas têm um baixo ciclo de vida, são afetadas pelo fenómeno de auto-descarga, e custo por densidade de energia é elevado relativamente às baterias de ácido-chumbo.

As baterias de lítio possuem elevada densidade de energia e potência, ciclo de vida longo, capacidade de carga e descarga em curto espaço de tempo, baixa taxa de auto-descarga e podem ser construídas em diversos tamanho e formas. Mas como desvantagens apresentam uma menor de maturação industrial, elevado preço e a necessidade de sistemas de proteção específicos. Dentro das baterias de lítio existem várias tecnologias, tais como as baterias de iões de lítio (*Li-ion*), polímero de lítio (*LiPo*), lítio fosfato de ferro (*LiFePO<sub>4</sub>*) e sulfureto de lítio (*Li<sub>2</sub>S*). Encontra-se a ser desenvolvida a tecnologia de baterias de lítio-ar, da qual se espera que os veículos que as possuam sejam capazes de autonomia superior e tempos de carregamento baixos.

Não obstante das vantagens e desvantagens de cada tecnologia, é ainda importante fazer uma apreciação comparativa, tal como se pode visualizar na Tabela 2.1 e segundo a referência [16][28].

Tabela 2.1 – Características das tecnologias de baterias, adaptado e segundo os dados de [16][28].

<b>Tecnologia de bateria</b>	<b>Características</b>				
	<b>Energia específica</b>	<b>Densidade de energia</b>	<b>Potência específica</b>	<b>Ciclo de vida</b>	<b>Custo estimado (€/kW)</b>
<b>Ácido de chumbo</b>	35-50	100	180-250	<1000	-
<b>NiCd</b>	50-80	300	200	2000	-
<b>NiMH</b>	70-95	180-220	200-300	<3000	-
<b>Li-ion</b>	118-250	200-400	200-430	2000	-
<b>LiPo</b>	130-225	200-250	260-450	>1200	-
<b>LiFePO<sub>4</sub></b>	120	220	2000-4500	>2000	-

No que respeita à aplicação em VE as tecnologias de lítio são a mais utilizadas atualmente pelos fabricantes pois estas proporcionam maior autonomia, elevada densidade de energia e pela maior densidade de potência energética que esta pode proporcionar ao motor elétrico (ao sistemas de tração) [16][28], prevalecendo os dados mais recentes.

A Figura 2.15 abaixo apresentada demonstra as potencialidades do lítio, comparativamente com outras tecnologias de baterias, no que respeitadas à densidade de

energia por unidade de peso, bem como a capacidade de sofrerem cargas/descargas rápidas, um dos principais requisitos para aplicação em veículos elétricos.

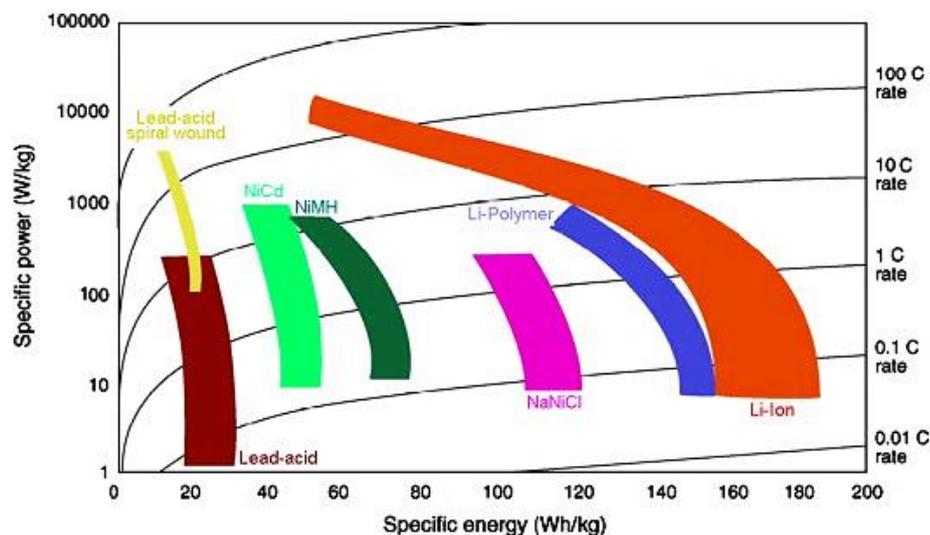


Figura 2.15 – Densidade de potência e energia para diferentes tecnologias de bateria para VE [18].

Em suma, ao que tudo indica o futuro da bateria eletroquímica para aplicação em sistemas de tração elétrica de veículos, passa pelo emprego do lítio como principal constituinte.

O futuro segundo a fonte [28][29], passa pelo uso de outros materiais no ânodo para aumentar o ciclo de vida, a capacidade e o preço. Pois as principais barreiras a evolução de esta tecnologia estão relacionadas com custos de produção, limitações de massificação da implementação, como recarregar rápido e com maior peso as outras formas de armazenamento de energia com maior densidade energética por peso. As baterias de lítio, são das mais utilizadas em veículos elétricos de competição, quer em híbridos quer em veículos puramente elétricos. Por exemplo o vencedor da edição de 2015 das 24 horas de *Le Mans* foi o *Porsche 919 Hybrid*, que possui um *pack* de baterias de íões de lítio e consegue recuperar (armazenar) até 8 MJ (2,22 kWh) por volta [30].

### 2.7.2. Ultracondensadores ou Supercondensadores

Esta forma de armazenamento de energia elétrica ainda não é utilizada como principal fonte de energia mas sim como sistema de armazenamento complementar. Pois esta ainda não detém uma densidade energética suficientemente elevada capaz de substituir as baterias.

Os ultracondensadores ou também denominados de supercondensadores surgem da evolução tecnológica dos condensadores normais. Este componente usufruiu de uma

construção muito similar a uma bateria eletroquímica, pois contem dois elétrodos e um eletrólito, representada na Figura 2.16.

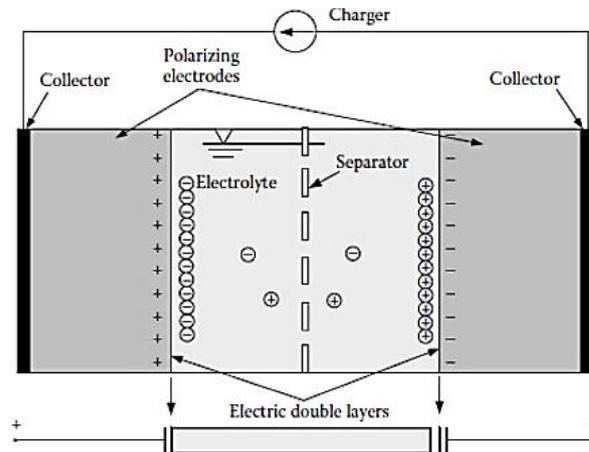


Figura 2.16 – Princípio básico e constituição de um ultracondensador [13].

A energia elétrica armazenada num ultracondensador é dada pela expressão 3.2:

$$E = \int_0^t V_c \times I_c dt = \int_0^V C \times V_c dV_c = \frac{1}{2} \times C V_c^2 \quad (2.4)$$

Onde,  $E$  é a quantidade de energia acumulada no ultracondensador, a  $V_c$  tensão nos seus terminais, a intensidade de corrente num instante de tempo, e capacidade de armazenamento do dispositivo [21].

Os ultracondensadores têm como principais características o fato de possuir uma potência específica muito elevada comparativamente com as baterias, um ciclo de vida elevado, não necessitam de manutenção, e são tolerantes às variações de temperatura. As características anteriormente referidas, vão de encontro às necessidades de armazenamento e potência específica de energia elétrica capaz de fornecer picos de potência elétrica para os sistemas de propulsão de VE [28].

### 2.7.3. Células de Combustível

Este meio de conversão para energia elétrica, é normalmente apelidado de Fuel Cell. Contrariamente aos elementos anteriormente apresentados, a sua inserção neste documento deve-se ao fato de esta transformar em energia elétrica, sendo já aplicada em alguns automóveis.

Esta produção de energia elétrica resulta do processo de eletrólise resultante de uma reação química na qual os subprodutos são a energia elétrica, o calor e água. Apesar de resultar de uma reação química tal como na bateria, este sistema permite converter e

produzir eletricidade desde que exista fonte de combustível químico. Na Figura 2.17 observa-se o diagrama de funcionamento da célula de combustível a hidrogénio.

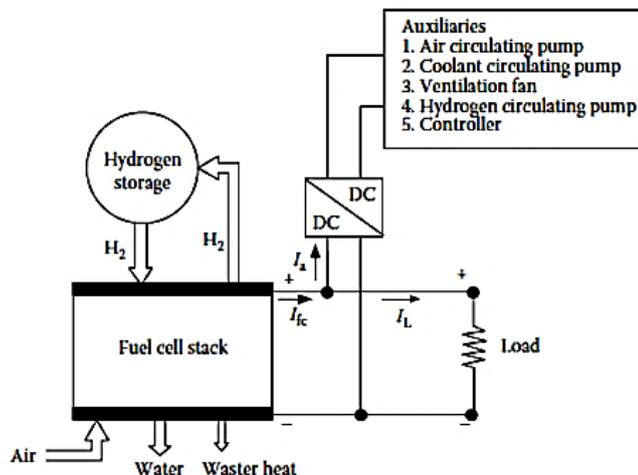


Figura 2.17 – Princípio de funcionamento de uma célula de combustível [5].

Este sistema de conversão de energia contém algumas diferenças substanciais relativamente à bateria elétrica, pois este permite uma maior autonomia do VE sem longos tempos de espera para carregamento. Contrapondo com o elevado preço desta tecnologia, o controlo necessário para refrigeração e reações químicas na células, gerir a água resultante como subproduto, a fonte de combustível (por exemplo o hidrogénio é difícil de obter e armazenar) e o facto de ter de competir com outras tecnologias tecnologicamente mais baratas [5].

Comparando com veículos de combustão interna, as mais-valias estão na elevada eficiência energética, ser uma energia não poluente, silenciosa e menos complexa [28].

#### 2.7.4. Volante de Inércia (Flywheel System)

O volante de inércia consiste numa máquina elétrica acoplada a um volante de inércia (*flywheel*) que gira em vácuo dentro de um espaço fechado. É um método de armazenamento de energia cinética, cujo princípio de funcionamento é bastante simples. Quando se pretende armazenar energia, o motor acelera o movimento do volante de inércia, contribuindo assim para o aumento da energia cinética deste devida à sua elevada inércia ao movimento. Quando se pretende recuperar a energia armazenada, utiliza-se o gerador para produzir energia elétrica, diminuindo assim a energia cinética do volante de inércia. A eletricidade produzida é utilizada pelas máquinas elétricas responsáveis pela propulsão do veículo. Um exemplo de aplicação pode ser visto na Figura 2.18, na estrutura de um automóvel de competição.

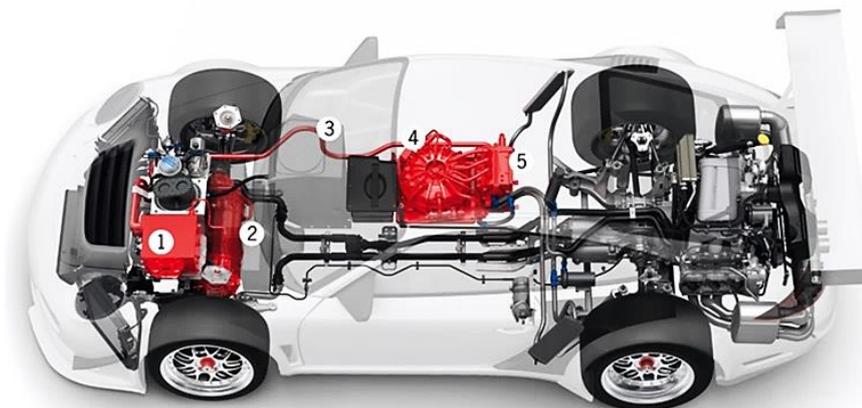
Este pode ser resumido a um dispositivo mecânico que acumula a energia do movimento num eixo rotacional no qual o aumento da velocidade angular é única fonte de energia, pois o momento de inércia não se altera com aumento da velocidade, mas este é diretamente proporcional à massa deste. Logo a energia produzida/armazenada, representada por  $E$ , para este dispositivo é dado pela equação:

$$E = \frac{1}{2} J \omega^2 \quad (2.5)$$

Essa energia depende da velocidade angular  $\omega$ , e do momento de inércia  $J$  da máquina.

Teoricamente segundo [21], o volante de inércia contém uma energia específica muito elevada, facilidade de a disponibilizar, não sofre com *stress* do uso e temperaturas extremas. Contudo necessita de interface eletrónico para habilitar a absorção da energia ou disponibilizar esta, tornando num sistema de construção complexa e de dimensões consideráveis, custo significativo com a potência de construção e pesado. Este último, um fator importante para aplicação em veículo elétrico, pois o peso é um dos principais fatores contra a autonomia de um veículo.

Mas como a energia cinética que este é capaz de absorver é proporcional à velocidade do veículo, e segundo o autor de [28], esta pode rondar os 80 % da energia despendida na travagem, esta torna-se uma solução complementar interessante a aplicar num VE.



- |  |   |
|--|---|
| 1. Conversor potência.                   | 4. Bateria elétrica e <i>flywheel</i> . |
| 2. Eixo rotação com 2 motores elétricos. | 5. Conversor potência.                  |
| 3. Cablagem de alta tensão.              |   |

Figura 2.18 – Estruturas elétrico-mecânica do Porsche GT3[31].

### 2.7.5. Síntese dos Possíveis Sistemas de Armazenamento

A bateria elétrica é o sistema de armazenamento de energia mais implementado nos sistemas de propulsão elétrica devido à sua maturação no mercado e implementação fácil comparativamente com outras formas de armazenamento. Contudo a densidade de energia/potência por quilograma, para tecnologias mais maduras (caso do ácido-chumbo e NiMh), fica aquém das expectativas, embora os avanços científicos nas tecnologias que utilizam lítio tenham crescido e impulsionado a implementação [29].

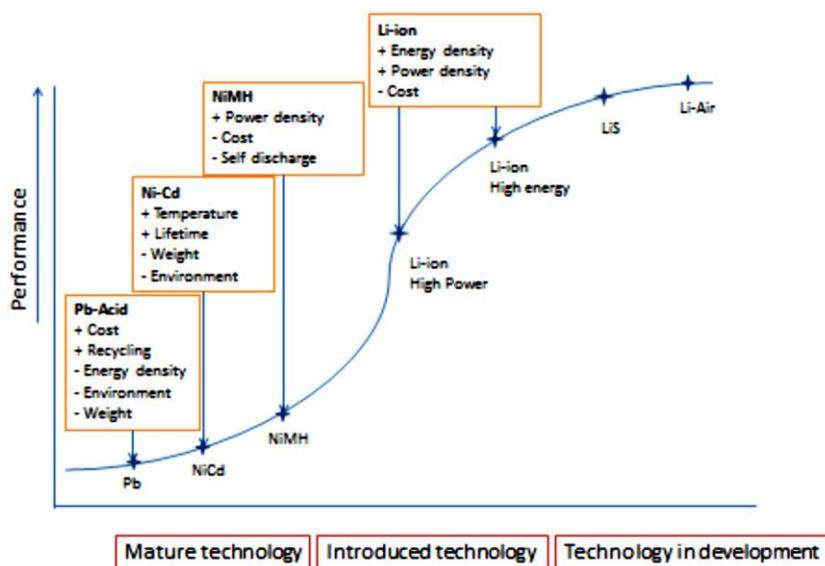


Figura 2.19 – Orientação da das tecnologias de baterias segundo a fonte [29].

Para aplicações em VE as baterias elétricas para sistemas de tração, idealmente deveriam ter, segundo o autor [32] grande densidade de energia e potência, ciclo de vida acima de 10 anos, tolerante a uma margem de temperatura maior, não ter problemas de segurança, não necessitar de manutenção, não ter efeito de memória, não ser poluente e preço mais baixo.

A utilização de ultra condensadores em VE como fonte de energia complementar será atualmente a melhor opção pelo facto de este ter uma elevada potência específica e uma muito baixa densidade de energia. Normalmente acredita-se que ultracondensadores e os volantes de inércia podem ser mais indicados para sistemas híbridos que exigem que grandes quantidades de energia sejam armazenadas ou libertadas em pouco tempo.

Como forma comparativa entre as diferentes formas de armazenar energia, o autor [29], expôs a seguinte Figura 2.20, por forma a caracterizar as principais formas de armazenamento para aplicação num VE no que respeita à densidade de energia por densidade de potência específica, onde se denota pontos favoráveis de cada tecnologia e as suas mais-valias.

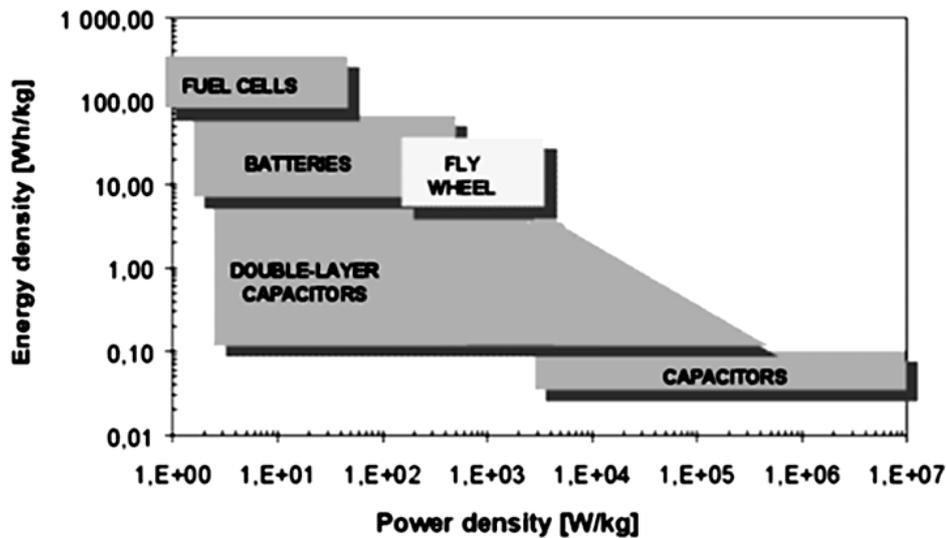


Figura 2.20 – Comparação entre diferentes tecnologias de armazenamento [29].

## 2.8. Topologias dos Conversores CC–CC Bidirecionais

Neste subcapítulo, serão abordadas topologias de conversores CC bidirecionais responsáveis por realizar o interface entre o sistema de armazenamento de energia e o sistema de propulsão. Existem várias topologias de conversores CC, para diferentes níveis de tensão de entrada e saída, com ou sem isolamento, e poderem ser bidirecionais ou não.

Apenas serão abordadas as topologias de dois e quatro quadrantes pois este revelasse as mais adequadas ao tipo de aplicação a aplicar nesta implementação para um controlador CC de 7 kW para uma máquina CC.

### 2.8.1. Princípio de Funcionamento

Este tipo de conversores tem como base de funcionamento o método de modulação PWM (*Pulse Width Modulation*), que consiste na comutação de um semiconductor com propriedade de operar como interruptor de alta frequência. O valor da tensão/corrente observado na saída do circuito corresponde ao valor médio da tensão/corrente aplicado ao circuito. O semiconductor alterna entre os estados de condução e corte. E este permanece num desses estados durante um tempo  $t_{on}$  e  $t_{off}$ , respetivamente, Figura 2.21.

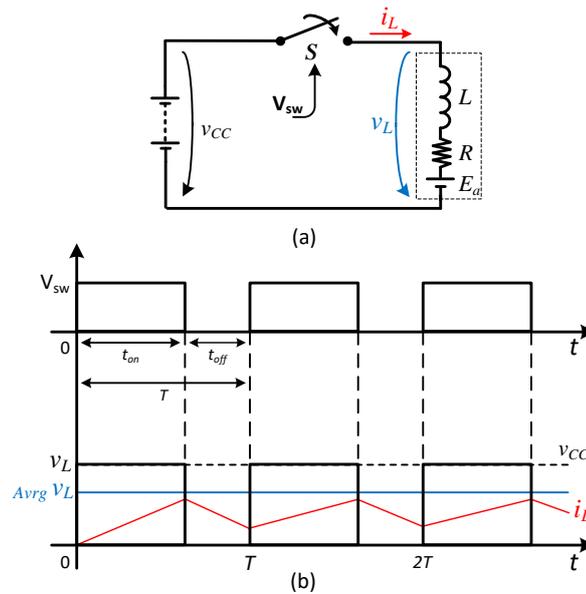


Figura 2.21 – Princípio funcionamento da modulação PWM: (a) circuito básico e exemplificativo do conversor CC; (b) formas de ondas típicas da tensão e corrente elétrica.

O período de tempo que este permanece ligado por período de comutação  $T(t_{on} + t_{off})$  é denominado por  $D(Duty-Cycle)$  [26], este é obtido segundo a Equação (2.6) :

$$D = \frac{t_{on}}{T} \tag{2.6}$$

Onde tensão de alimentação circuito  $V_{cc}$ , e a tensão de saída  $V_o$  é obtida pela expressão:

$$V_o = \frac{t_{on}}{T} \times V_{cc} = D \times V_{cc} \tag{2.7}$$

Este método de modulação tem duas técnicas de comutação, a unipolar e a bipolar, para ativar ou desativar a troca de energia entre a fonte e maquina CC, as quais vão ser referidas mais à frente nesta subsecção. Os valores de tensão de saída do circuito estão relacionados com os valores de controlo do  $D$ , estes valores podem ser alterado segundo duas técnicas diferentes:

- Uma técnica é descrita por manter a frequência de comutação contante, e por variação de tempo  $t_{on}$  durante o período de comutação.
- Outra técnica é caracterizada por manter o tempo  $t_{on}$  do interruptor e por variação do período de comutação, ou seja, variar a frequência de comutação.

Esta ultima técnica de comutação não é muito utilizada pois para este tipo de aplicações a variação da frequência de comutação implica uma maior perda de energia por comutação, tal como explicado em [25]. De tal modo que, a técnica de frequência constante traz mais-valias no que respeita a eficácia e precisão de atuação, predeterminação de perdas (e sua compensação) comutação, rapidez e otimização do sistema de controlo e dos harmónicos decorrentes da frequência de comutação utilizada (por aplicação de filtros) [25].

O conversor CC de um quadrante (Figura 2.22) para acionar a máquina elétrica utiliza um semiconductor de potência. Este por norma, contém um diodo em antiparalelo com o semiconductor em comutação, pois existe a necessidade de anular a corrente elétrica da máquina CC, situação representada na Figura 2.22 (b).

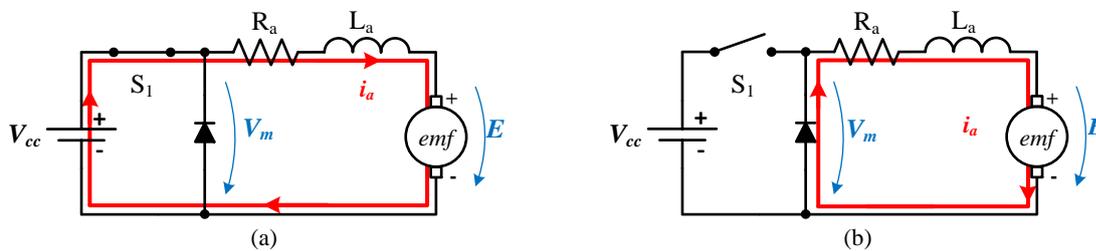


Figura 2.22 – Modo de funcionamento conversor CC a acionar maquina CC: (a)interruptor ligado; (b) interrupto desligado.

O conversor de um quadrante é uma topologia mais descomplicada para acionar a máquina CC apenas como motor ou como gerador.

### 2.8.2. Conversor CC de 2 Quadrantes

Neste tipo de conversor são utilizados dois semicondutores para o circuito de acionamento da máquina elétrica, no qual é possível variar a tensão aplicada à máquina CC de 0 a  $V_{CC}$ . A corrente elétrica pode alternar de sentido dependendo se a máquina elétrica funcionar como motor ou como gerador. Segundo a Figura 2.23, na qual a linha vermelha representa modo de operação como motor e a linha azul funcionamento como gerador. De notar que ambos os semicondutores contêm um diodo em antiparalelo, para possibilitar a circular de correntes reversas da máquina elétrica, pois com alteração resultante do desligar rápido de um comutador.

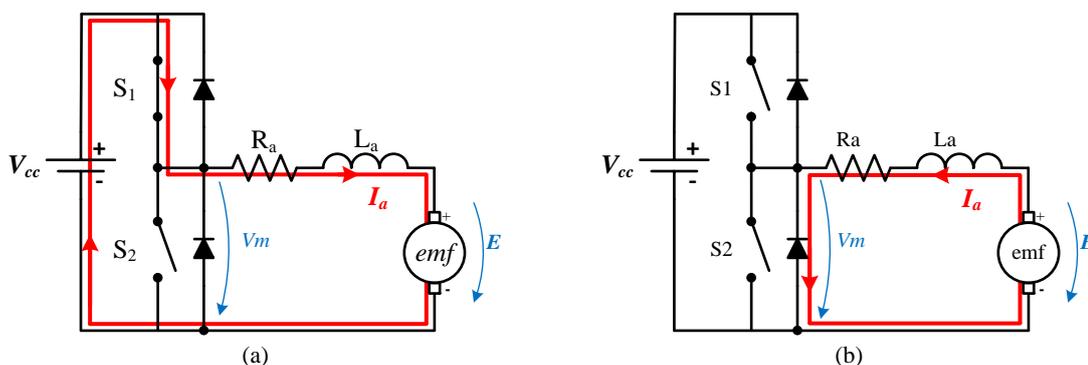


Figura 2.23 – Esquema elétrico do conversor CC de 2 quadrantes a operar como motor: (a) elemento comutador ligado; (b) elemento comutador desligado.

No caso de funcionamento como motor, o semicondutor  $S_1$  está a *ON* e  $S_2$  a *OFF*, neste caso o sentido da energia é positivo (desenvolvendo binário e rotação, no sentido convencionado positivo), representado na figura, provocará ao terminal de saída uma tensão com valor nominal entre 0 e  $V_{CC}$ .

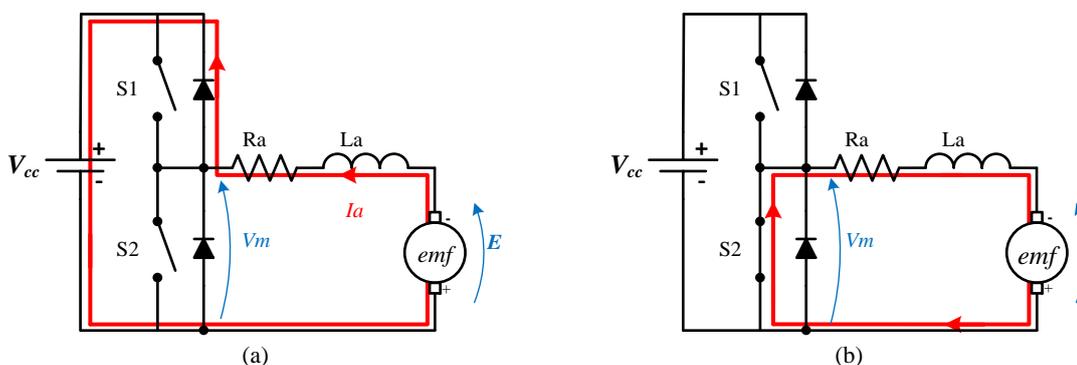


Figura 2.24 Esquema elétrico do conversor CC de 2 quadrantes operar como gerador: (a) elemento comutador ligado; (b) elemento comutador desligado.

No caso 2, funciona como gerador, os semicondutores de  $S_1$  a *OFF* e  $S_2$  a *ON*, nesta situação a energia flui da máquina CC para a fonte de alimentação, ou seja é a situação da travagem regenerativa, a corrente elétrica circula em sentido oposto ao anterior e os valores de tensão são  $V_{CC}$ .

De notar que para esta topologia não é possível obter na saída valores nominais de tensão e corrente elétrica negativa, o qual resultaria num movimento no sentido inverso da máquina elétrica, mas que esta topologia não permite, sendo por isso uma desvantagem.

### 2.8.3. Conversor CC de 4 Quadrantes (*Full – Bridge*)

Esta topologia permite a operação nos quatro quadrantes, e também é descrito como conversor CC–CC de ponte completa (*full-bridge*). A operação nos quatro quadrantes,

garante que a máquina elétrica pode ser utilizada como motor ou como gerador em qualquer um dos sentidos de rotação.

Para a implementação desta topologia são necessários quatro semicondutores e respectivos díodos em antiparalelo. Estes são dispostos em ponte em ponte completa (também denominado como ponte H), tal como na Figura 2.25.

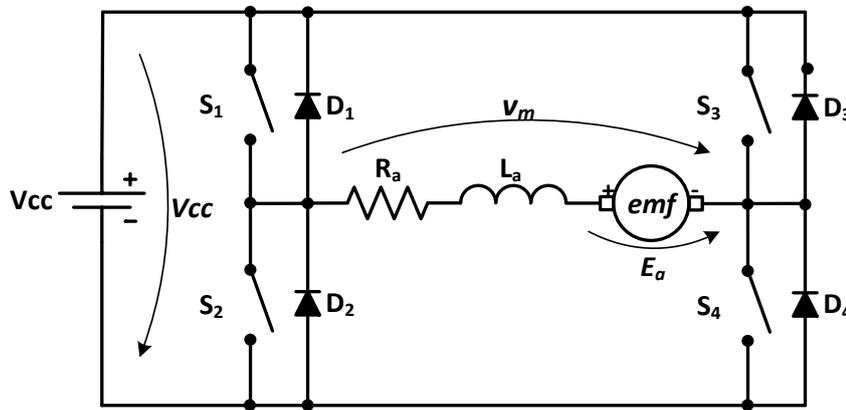


Figura 2.25 - Esquema da topologia conversor CC – CC de 4 quadrantes para acionar máquina CC.

Mediante do estado de condução dos semicondutores  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_3$  e  $S_4$ , são produzidos diferentes estados de operação, para os quais está explicado na Tabela 2.2. é ainda importante realçar que semicondutores de cada braço não se encontram em condução no mesmo instante pois isto originaria um curto-circuito.

Todavia devido à inercia da máquina CC na sua operação como motor ou como gerador, os díodos em antiparalelo com o semicondutor interruptor, servirão como elemento condutor para a corrente elétrica quando o interruptor deixar de conduzir e diretamente polarizado. Em seguida serão explicados com mais detalhe esses estados de operação.

Tabela 2.2 – Tabela de estados admissíveis pelo conversor de 4 quadrantes.

<i>Estado</i>	$S_1$	$S_2$	$S_3$	$S_4$	$V_m$	$I_a$	<i>Máquina elétrica</i>
-	ON	ON	ON	ON			Não aplicado
-	ON	ON	-	-			Não aplicado
-	-	-	ON	ON			Não aplicado
Parado	OFF	OFF	OFF	OFF	0	0	Parado
Quadrante I	ON	OFF	OFF	ON	$V_{cc}$	$I_{cc}$	Rodar sentido horário
Quadrante II	ON	OFF	OFF	OFF	$V_m$	$-I_a$	Gerar
Quadrante III	OFF	OFF	ON	OFF	$V_m$	$-I_a$	Gerar
Quadrante IV	OFF	ON	ON	OFF	$-V_{cc}$	$-I_{cc}$	Rodar sentido anti-horário
Travar	ON	OFF	ON	OFF			Travado
Travar	OFF	ON	OFF	ON			Travado

Quando se fala no modo de operação no Quadrante I estamos a falar no modo de operação como motor elétrico, em que se aplica-se o valor tensão e corrente elétrica com valor positivo. Nestas condições o movimento de rotação para frente, é denominado como positivo e de binário positivo. Quando  $S_1$  e  $S_4$  estão a  $ON$ , a tensão na saída é de  $V_{CC}$ , a corrente circula pelo motor (Figura 2.26). Dependendo do período de tempo em que o elemento comutador está ligado  $t_{ON}$ , a corrente irá subir, quando o comutador desligar esta irá diminuir. Com o desligar de  $S_1$ , o valor da corrente diminui, isto deve-se à indutância do motor e ao comutador  $S_4$  estar a ligado e pelo facto o diódo  $D_2$  ficar diretamente polarizado com motor, proporcionando um caminho para circulação da corrente elétrica, o valor da tensão  $E_{emf}$  nesta situação é anulado.

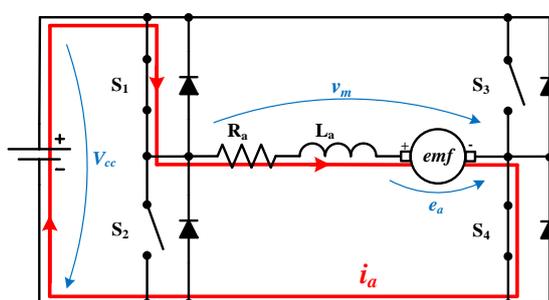


Figura 2.26 Operação quadrante I.

Quando o valor da corrente diminuir para valor negativo, a oposição de entre os  $E_{emf}$  e a tensão aplicada ao motor  $v_m$  deixa de se verificar, então o circuito opera no modo de condução descontínua. A fim de minimizar este efeito deve-se aumentar o tempo  $t_{ON}$  do interruptor  $S_1$  para que a corrente não diminua para valores negativos durante o  $t_{OFF}$ . Ou por outro lado, o contrário desligar  $S_4$  até que valor de corrente elétrica seja nulo.

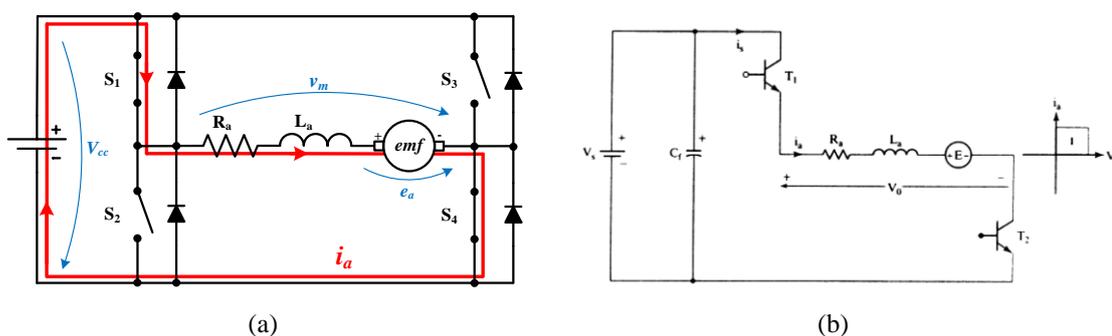


Figura 2.27 – Modo de operação no quadrante I: (a) ; (b) .

A operação no quadrante II caracteriza-se pela máquina elétrica CC operar como gerador no movimento em sentido horário. Como o apresentado na figura XX, esta desenvolve tensão positiva e corrente de sentido da fonte, negativa em relação ao

convencionado. Para esta condição de operação os componentes em condução são os díodos D2 e D3 e semicondutor interruptor S3. Este último, terá como funcionalidade ajustar o valor da corrente elétrica, por variação do tempo em que permanece ligado por período de comutação, quando este está a ON ao corrente elétrica produzida aumenta.

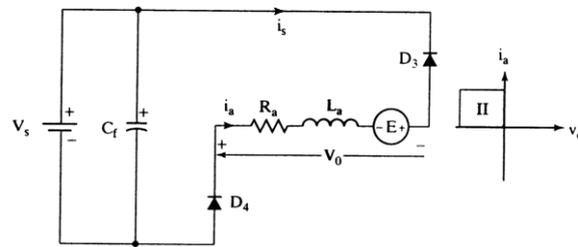
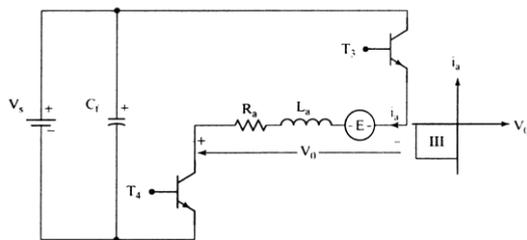


Figure 4.6 Second-quadrant operation, with negative load voltage and positive current

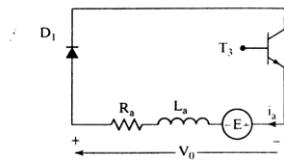
(a) (b)

Figura 2.28 – Modo de operação no quadrante II.

Nesta situação de operação no quadrante III, a máquina elétrica estará a funcionar como motor elétrico no sentido anti-horário, então a corrente elétrica que percorre a amadura tem valor negativo, bem como a tensão aplicada a esta. Como representado na figura XX, isto deve-se ao facto interruptor S2 e S3 estarem em condução. O diodo D4 funciona como diodo *freewheeling* quando S3 deixa de conduzir, garantindo assim uma passagem para a corrente armazenada nos enrolamentos do motor.



(i) Increasing load current



(ii) Decreasing load current

(a) (b)

Figura 2.29 - Modo de operação no quadrante III.

Na situação de operação do 4º quadrante, a máquina CC já está a rodar e funcionará como gerador. Então neste caso, como representado na figura 2.30, o diodo D1 funciona como diodo *freewheeling* e semicondutor S3 funcionará como regulador da corrente elétrica que flui para a fonte de energia elétrica. Para esse controlo da corrente será

aplicada um sinal PWM por forma a estabilizar a  $I_a$ , sabendo que quando este está ligado o valor da desta corrente elétrica diminuirá.

Esta situação provoca carga binário oposto ao movimento, provocando a travagem da máquina CC e a regeneração de energia.

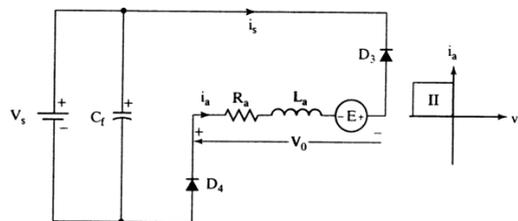


Figure 4.6 Second-quadrant operation, with negative load voltage and positive current

(a)

(b)

Figura 2.30 - Modo de operação no quadrante IV.

#### 2.8.4. Topologias de Comutação PWM

As técnicas de controlo por modulação por largura de impulso em frequência fixa, para elementos comutadores num conversor CC-CC em ponte completa, para controlar uma máquina elétrica. A primeira a ser referida é a técnica PWM unipolar e seguida da técnica de PWM bipolar.

Na técnica de comutação unipolar, cada elemento comutador é visto como um interruptor controlado de forma independente. Nesta técnica de modulação por largura de impulso são utilizadas duas variáveis de controlo e esta são complementares entre si, ativando os elementos comutadores em momentos distintos. Sendo que a forma de onda da tensão de saída alterna entre 0 e  $V_{CC}$ , ou 0 e  $-V_{CC}$  para inverter o sentido de movimento. Numa primeira observação, pode-se dizer que para a mesma frequência de comutação, o valor de pico do *ripple* da corrente elétrica é metade e a frequência com que este ocorre é o dobro da verifica na técnica de comutação bipolar.

Na técnica de comutação bipolar, os elementos comutadores são comutados aos pares, ou seja  $S_1$  e  $S_4$  simultaneamente e em sinal oposto os interruptores  $S_2$  e  $S_3$ . Esta técnica comutação a simultâneas de 2 elementos comutadores, traz uma simplicidade de controlo na modelação por largura de pulso, pois só utiliza uma variável de controlo. Esta alternará a tensão de saída  $V_m$ , entre os valores de  $V_{CC}$ , 0 e  $-V_{CC}$ . O valor de pico instantâneo da corrente elétrica é superior, mas contendo um valor medio inerente.

A utilização de modelação PWM bipolar provoca um maior conteúdo harmónico na corrente elétrica à saída do conversor comparativamente ao à modelação unipolar. Isto tem como causa um maior *ripple* de corrente elétrica, incrementar perdas e desgaste dos

componentes eletrônicos. Com a Figura 2.31 exemplifica, e também este é citado no livro [25].

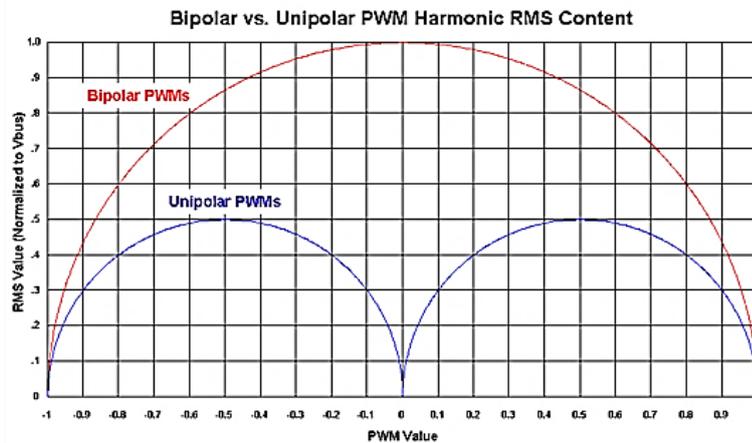


Figura 2.31 – Conteúdo harmônico das topologias de comutação PWM unipolar e bipolar [25].

## 2.9. Sistemas de Controladores

Existem várias técnicas de controlo de Máquinas elétricas de CC, mas as mais usuais para o controlo de máquinas de CC, são controlo por velocidade, e controlo por binário. Cada uma das técnicas carece de particularidades de controlo, as quais serão explicadas com mais detalhes.

A implementação de um sistema de controlo por modulação PWM tem como intuito dotar o conversor melhor performance nos modos de funcionamento, no que respeita à rapidez na resposta a instruções externas, com eficácia, precisão e funcionamento escrupuloso dos limites operação da máquina CC.

### 2.9.1. Controlo de Velocidade de Rotação

Para esta técnica de controlo por velocidade de referência, sabemos à partida que segundo a Equação (2.3), a velocidade angular da máquina CC é proporcional à tensão aplicada aos terminais do motor elétrico.

Tal como o diagrama de blocos representativo na Figura 2.32, abaixo, é necessário de saber a velocidade atual do motor e comparar esta com a velocidade desejada, afim de o controlador PI determinar o ganho a implementar, com o qual a modulação atuará sobre o conversor potência no controlo da máquina elétrica. Por forma atingir a velocidade desejada no menor espaço de tempo, através da alteração do valor instantâneo de tensão no motor a aplicar, para que o valor da velocidade atual seja igual a desejado.

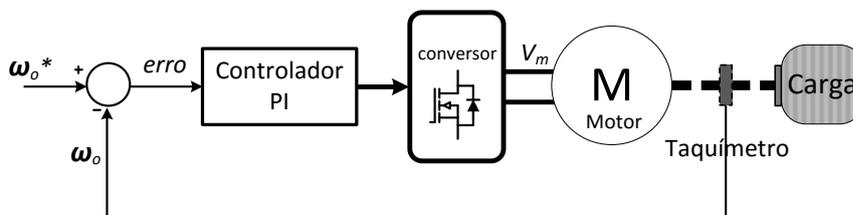


Figura 2.32 – Diagrama de blocos simplificados do controle por velocidade [26].

Para a leitura da velocidade atual é necessário componente extra, um tacómetro, o qual verifica a velocidade atual, para posteriormente o controlo poder atuar. Mas a máquina de CC contem limites de operação como tal, é ainda necessário limitar o valor da corrente eléctrica que esta consome. Esta pode ser implementada por controlo de histerese, criando um limite máximo ou por controlo *PI* de uma referência para a corrente máxima[26].

### 2.9.2. Controlo por Binário Desenvolvido

O controlo por binário é realizado pelo controlo da corrente eléctrica da armadura, pois segundo da Equação (2.2), o binário produzido pela máquina de CC é diretamente proporcional à corrente eléctrica consumida pela armadura. Este tipo de controlo por binário é normalmente implementado em sistemas de acionamento de motores de veículos eléctricos, por norma, pois neste caso pretende-se extrair toda a potência disponível no instante em que a velocidade é zero. Este tipo de controlo tem uma resposta rápida, instantânea à referência do binário desejado e maior simplicidade de construção. Segundo o autor do livro [26], para controlar a corrente do motor CC por PWM existem dias estratégias diferentes que são apresentadas abaixo.

#### Controlador por histerese corrente

Para corrente, é determinado um valor entre os quais erro da corrente pode variar. Este último, serve como valor para o qual o sistema de controlo determina se a variável estabilizadora da corrente deve ligar ou desligar semicondutores no circuito de potência, tal como o explicitado na Figura 2.33, abaixo.

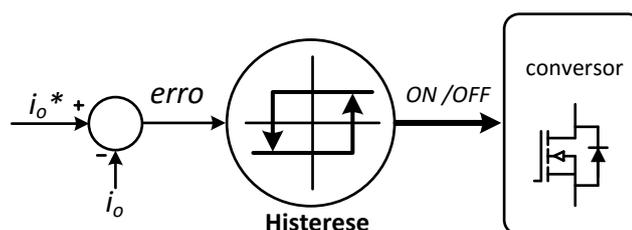


Figura 2.33 – Controlo por histerese.

Contudo esta forma de controlo provoca um maior desgaste nos semicondutores de potência devido á frequência de comutação ser variável, bem como binário pulsante e consequentemente um elevado *ripple* da corrente, provocando assim também maior desgaste nas escovas da Máquina CC.

### Controlador PI por referência Corrente

A implementação deste sistema de controlo proporciona ao sistema uma resposta mais rápida e eficaz no controlo do binário devido à componente integral do controlo PI, pois proporciona um ponto de operação mais estável em regime permanente. Ou seja, provoca menor desgaste nos semicondutores de potência, menor *ripple* da corrente elétrica e consequentemente menor binário pulsante e menor desgaste nas escovas da Máquina CC [26].

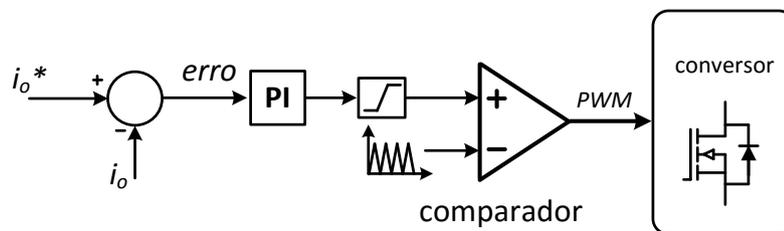


Figura 2.34 – Controlo da corrente por PI

## 2.10. Conclusão

Neste capítulo são descritos os principais elementos constituintes de *kart* elétrico, bem como os aspetos que tornam estes uma opção viável, na aposta de uma mobilidade mais sustentável na modalidade de *karting*.

Numa fase inicial foi introduzido o conceito do *kart* elétrico, e os benefícios que este tem para mercado da modalidade de *karting* quer na vertente de lazer, quer na vertente de competição.

Em seguida foram abordados as características a ter em consideração na escolha para a máquina elétrica responsável pela propulsão deste tipo de VE. Posto isto, foi caracterizada com mais detalhe a máquina CC, bem como os diferentes tipos de construção e as suas diferenças técnicas. A máquina CC de ímanes permanentes tem vantagens ao nível de simplicidade de controlo e eficiência comparativamente com outras soluções possíveis, acrescentando a valência na travagem regenerativa.

Foram ainda abordadas as possíveis fontes de armazenamento de energia elétrica, com maior foco para as baterias eletroquímicas e apresentando a tecnologia de lítio como a mais propícia à aplicação e com maior evolução tecnológica.

Como o tema desta dissertação é relacionado com desenvolvimento do controlador para máquina CC, foram abordados dois conversores de potência bidirecionais, com simplicidade de conceção e performance com a utilização da modelação por largura de pulso. Pois o nível de tensão elétrica a atuar é baixo (menor que 100 V), mas ao nível de corrente elétrica esta já será mais elevada (até o máximo de 200 A). Relativamente ao sistema de controlo da máquina, foi selecionado o controlo por binário pois este apresenta um menor custo de implementação (menos sensores) e maior eficiência na ação à carga requerida sobre a máquina CC.

Em suma, a conversão ou construção de um *kart* com sistemas de propulsão elétrica é sem dúvida uma mais-valia ao nível ambiental, que apresenta custos de manutenção periódica menores e o menor custo da energia gasta na sua propulsão.



# CAPÍTULO 3

## Simulações Computacionais

### 3.1. Introdução

Antes de se proceder à implementação e ao teste de protótipos, é recomendável a utilização de ferramentas de simulação. Estas permitem não só escolher a melhor arquitetura do sistema e as topologias mais indicadas quer de controlo quer de conversores de potência, mas permite também escolher os componentes que serão mais tarde implementados. Deste modo, podemos ter um desenvolvimento mais rápido e barato de sistemas de eletrónica de potência, sem a necessidade de ter de construir diversos protótipos com diversas topologias para posteriormente os testar e descobrir qual o mais indicado para o fim a que se destina.

Estão disponíveis várias ferramentas de simulação computacional que podem ser utilizadas em sistemas de eletrónica de potência. Estas ferramentas computacionais são capazes de simular o comportamento de um circuito elétrico, independentemente do nível de aplicação que este possa ter.

Como tal, neste apresentam-se os resultados das simulações computacionais efetuadas, a fim de avaliar a validade da solução proposta em termos de topologia do conversor de potência, sistema de controlo, da máquina elétrica e das baterias escolhidas.

### 3.2. Software de Simulação *PSIM*

Para a realização das simulações foi escolhido o software *PSIM*. Esta ferramenta de simulação é particularmente indicada para sistemas de eletrónica de potência, pois permite não só a simulação dos elementos de potência (semicondutores, motor/gerador, etc.), mas também implementar sistemas de controlo, que podem ser analógicos ou digitais, permitindo até simular a utilização de microcontroladores pois inclui um compilador de Linguagem *C* [33].

Apesar do *PSIM* ser indicado para simular sistemas de eletrónica de potência, sendo bastante completo, pode acontecer que para uma determinada aplicação não inclui na sua biblioteca todos os elementos necessários à sua simulação. Tal situação aconteceu na realização destas simulações, pois o *PSIM* não possuía na biblioteca de elementos o

modelo de uma máquina CC de ímanes permanentes. Como tal foi necessário utilizar o modelo de excitação de independente fornecido pelo *PSIM* e a partir deste criar um modelo que representasse a máquina CC de ímanes permanentes utilizada, isto é possível pelo facto de o princípio de funcionamento dos dois tipos de máquina serem idênticos.

### 3.3. Modelo para Simulação da Máquina CC de Íman Permanente

Como o referido anteriormente, foi necessário proceder a ajustes do modelo da máquina CC, já existente neste software de simulação. Para achar o modelo equivalente da máquina CC de ímanes permanentes para esta simulação, foi necessário realizar alguns cálculos adicionais, para posteriormente ajustar os parâmetros, a fim de minimizar erro do modelo perante os valores nominais relatados no *datasheet* do fabricante. Estes cálculos adicionais têm como princípio, os valores referência do fabricante para as condições nominais mencionadas na Tabela 5.1. Perante os valores fornecidos pelo *datasheet*, falta ainda obter para este modelo o valor de  $K_m\Phi$ ,  $R_f$  e  $L_f$  que são respetivamente, contante de fluxo magnético, a resistência do estator e indutância do estator. Pois estes parâmetros do estator não existem em máquina CC de ímanes permanentes com é caso da *Motor Energy ME1003*, utilizada neste projeto.

Primeiramente, utilizaram-se os valores apresentados no modelo genérico da máquina CC presente no *PSim* e a partir deste modelo, obtém-se  $K_m\Phi$ , para a condição de funcionamento nominal desta. Os parâmetros do modelo estão apresentados na Figura 3.1, e a partir destes determinar a constante de fluxo magnético  $K_m\Phi$ .

Parameter	Value	Display
Name	DC1	<input type="checkbox"/>
Ra (armature)	0.5	<input type="checkbox"/>
La (armature)	0.01	<input type="checkbox"/>
Rf (field)	75	<input type="checkbox"/>
Lf (field)	0.02	<input type="checkbox"/>
Moment of Inertia	0.4	<input type="checkbox"/>
Vt (rated)	120	<input type="checkbox"/>
Ia (rated)	10	<input type="checkbox"/>
n (rated, in rpm)	1200	<input type="checkbox"/>
If (rated)	1.6	<input type="checkbox"/>
Torque Flag	0	<input type="checkbox"/>
Master/Slave Flag	0	<input type="checkbox"/>

Figura 3.1 – Parâmetros modelo de simulação da máquina CC do *Psim*.

Antes de calcular o  $K_m\Phi$  por reajuste da equação (3.2), foi obtido o valor de  $E_a = 24 V$ , pela equação (3.1):

$$V_t = E_a + R_a \times I_a \quad (3.1)$$

Onde  $V_t$  é tensão nominal da máquina CC,  $R_a$  é resistência na armadura e  $I_a$  a corrente nominal desta, segundo dados do modelo. E com este dado é possível determinar a constante de fluxo  $K_m\Phi$  da Máquina CC para o modelo do *PSIM*.

$$E_a = K_m\Phi \times I_f \times \omega_n \quad (3.2)$$

Sabendo que é  $\omega_n$  velocidade angular nominal e o  $I_f$  é corrente no estator do modelo de simulação. Reajustando a equação anterior, obtém-se:

$$K_m\Phi = \frac{E_a}{I_f \times \omega_n} = \frac{24}{1,60 \times 125,66} = 0,12 \quad (3.3)$$

De seguida, com a mesma Equação (3.1), determina-se o valor  $E_a$ , para o valor nominal de funcionamento da Máquina CC ME1003 a utilizar, para uma tensão de alimentação  $V_{cc}$  de 72 V.

Pelas equações descrita em (3.4) determina-se o valor de  $E_a$ :

$$E_a = V_{cc} - R_a \times I_a = 72 - 0,012 \times 200 = 69,6V \quad (3.4)$$

Para posteriormente, obter o valor de  $I_f$  equivalente pela equação (3.5) e consecutivamente o valor de  $R_f$  para uma tensão de excitação  $V_{exc}$  do campo igual à nominal.

Para um valor de velocidade angular nominal  $\omega_n = 314,16$  (para uma velocidade de 3000 RPM) e um  $K_m\Phi = 0,12$ , já calculado de anteriormente.

Pela equação (3.5) determina-se o  $I_f$ :

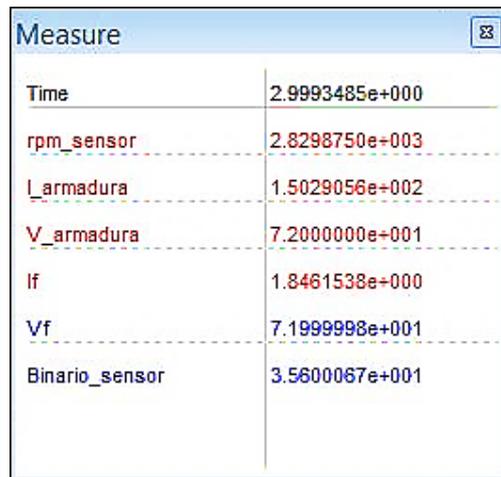
$$I_f = \frac{E_a}{K_m\Phi \times \omega_n} = \frac{69,6}{0,012 \times 314,16} = 1,85 A \quad (3.5)$$

O valor de resistência equivalente do estator obtém-se para equação (3.6):

$$R_f = \frac{V_{exc}}{I_f} = \frac{72}{1,85} = 38,99 \Omega \quad (3.6)$$

Utilizando os valores anteriormente calculados, para modelo equivalente da máquina CC de ímãs permanentes no software *Psim*. E posteriormente foi-se verificar se para valores de nominais de tensão aplicada e binário da máquina de CC ME1003, a operar como motor elétrico. Se em regime permanente este valores eram iguais aos valores nominais da velocidade, de corrente consumida e da potência mecânica desenvolvida, referidos no *datasheet* de esta [34].

Por análise da Figura 3.3, referente à velocidade nominal atingida pelo modelo da maquina CC ME1003 em ambiente de simulação, denota-se que que a sua velocidade em carga é de 2830 rpm, característica muito próxima das apresentadas no ponto XXX, referente à descrição máquina CC utilizada.



Measure	Value
Time	2.9993485e+000
rpm_sensor	2.8298750e+003
I_armadura	1.5029056e+002
V_armadura	7.2000000e+001
If	1.8461538e+000
Vf	7.1999998e+001
Binario_sensor	3.5600067e+001

Figura 3.2 – Valores das tensões e correntes elétricas, para validação dos paramentos da máquina CC ME1003.

Como é possível observar na figura acima que contem os resultados de simulação com os valores nominais de potência mecânica, RPM, tensão na armadura, corrente de armadura e binário de carga, este valores são muito próximos depois ajustes dos valores de  $R_f$ . Com estes resultados idênticos aos valores de *datasheet*. Para minimizar o erro entre a os valores nominais da Maquina CC ME1003 e o modelo da máquina CC em simulação ajustou-se o valor de  $I_f$  para o valor de 1,89 A, pois tal como referido no capítulo anterior na secção 2.5.2, o valor  $I_f$  interfere sobre o valor da velocidade angular.

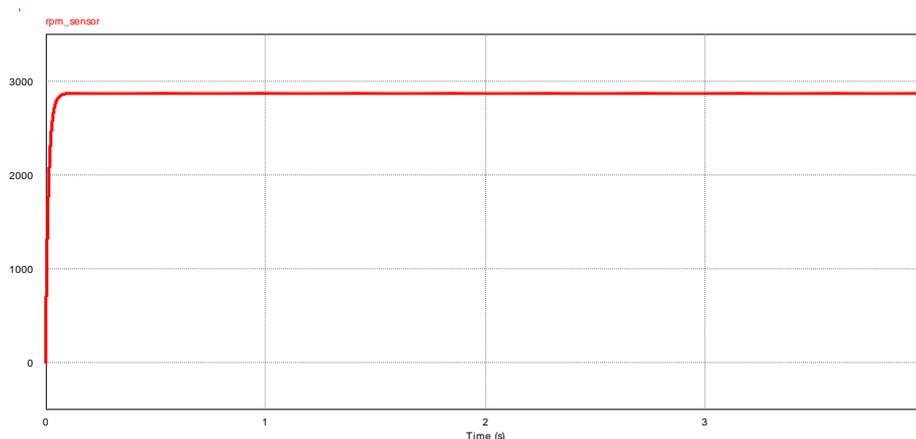


Figura 3.3 – Velocidade nominal em regime permanente.

O valor da tensão e da corrente elétrica consumida pela máquina CC à carga nominal de 35,6 Nm, estas tem um desvio de 2 % no pior dos casos para a corrente elétrica da armadura.

Assim sendo, como os valores obtidos em regime permanente do modelo de máquina CC adaptado no software *PSIM* são sensivelmente idênticos aos valores descritos nos *datasheet* do motor, permitindo assim simulações computacionais muito próximo da realidade.

Pelos valores dos parâmetros utilizados no modelo da máquina CC denota-se que estes estão muito próximos dos reais, permitindo assim um modelo simulação próximo do real.

### 3.4. Modelo do Banco de Bateria

Apesar de esta ferramenta de simulação não possuir nenhum modelo de simulação para a bateria elétrica (eletroquímica). Então para modelar um banco de baterias elétricas no *PSim* utilizou-se primeiramente o modelo simplificado e linear de uma bateria eletroquímica, representado na Figura 3.4 (a). Mas a necessidade de uma modelo mais próximo das baterias disponíveis para aplicação na prática, empregou-se modelo equivalente de *Thevenin* apresentado pela Figura 3.4 (b). Que consiste numa fonte de tensão  $V_{oc}$  que representa a tensão em vazio do banco de baterias, uma resistência  $R_s$  que representa a resistência interna da bateria, uma resistência  $R_o$  que representa uma resistência não linear entre elétrodos e eletrólito e por fim um  $C_o$  que representa a capacidade das células que constituem bateria[23].

Deste modo o valor de  $R_s$  é dado pela resistência em total das baterias em série no sistema apresentado no ponto 5.2.4, este banco de baterias totaliza um valor de xxx  $\Omega$

para  $R_s$ . O valor de  $C_o$  é relacionado com a capacidade de armazenamento do banco de baterias, mas devido a tempos de processamentos na ferramenta de simulação, este foram ajustados para uma valor 200 vezes menor torna-se perceptível a observar a carga da bateria na travagem regenerativa.



Figura 3.4 – Modelo banco de baterias implementado no *Psim*; (a) modelo simplificado; (b) modelo equivalente de *Thevenin*.

Sabendo que o controlador da máquina CC terá de controlar a tensão de saída para tensão 72 nominal a aplicar à máquina CC. A fonte de energia para este sistema será através de banco de 6 baterias elétricas de 12V cada idealmente, tal como as características referidas no ponto XX deste documento.

### 3.5. Modelo para Sistema de Controlo do Conversor Potência

Para modelar o sistema de controlo procedeu-se à implementação de conversores CC-CC para acionar a máquina elétrica, um circuito para construir os sinal de PWM a aplicar à gate do semiconductor e para o cálculo do controlo a aplicar a estes foi utilizada uma funcionalidade deste software de simulação que simplifica a transição do ambiente de simulação para a implementação, que é o utilizar de uma bloco C no qual é definido e construído o sistema de controlo.

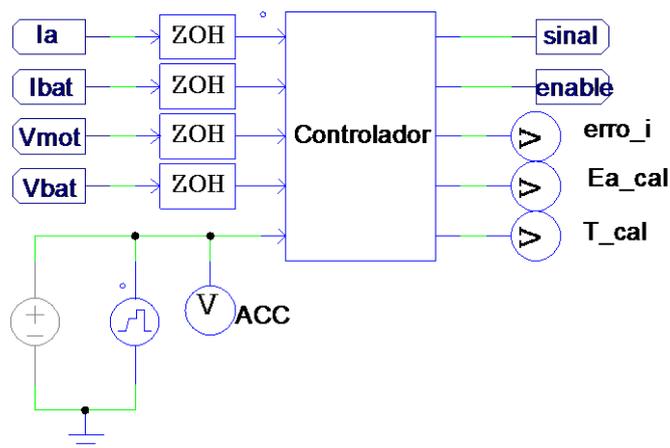


Figura 3.5 - Modelo do controlador implementado em ambiente de simulação *PSIM*.

O bloco “controlador” tem como finalidade de executar todo o controlo de forma digital, facilitando posteriormente a implementação no microcontrolador na implementação prática do projeto. Para aquisição dos sinais da corrente e da tensão, foram utilizados blocos “ZOH” de que limitam a frequência de amostragem para 40 kHz. A entrada denominada de Acc, tem a funcionalidade de emular um pedal de acelerador, este determina o valor referencial do binário para o qual o controlador terá de responder.

Depois de internamente por código C, validar as condições operação, e aplicar o controlo PID digital à corrente elétrica da máquina CC, este gera um sinal de controlo denominado por  $I_{pwm}$ . Este sinal de controlo é comparado com onda triangular dentro de serra e posteriormente este sinal PWM aplicado ao gate do Mosfet, mediante da validação do comando enable.

Dentro do bloco controlador esta implementadas uma serie de

#### Controlo PI

Ganho P do controlo proporcional-> tem como objetivo acelerar a progressão do valor de controlo para que na saída do sistema esteja o mais próxima do valor desejado.

Para tal, quanto maior for o ganho P maior, mais rápida será a resposta do sistema de controlo para a saída, mas em regime permanente o valor de erro nunca se anulará devido ao elevado ganho. Provocando oscilações nos valores obtidos no conversor a controlar.

O ganho I do controlo integral, tem como intuito proporcionar um erro em regime permanente, nulo. Através de acumulação dos vários erros anterior

No que respeita ao modelo de controlo implementado no controlador da máquina CC foi implementado um controlo realimentado com o intuito de melhorar a resposta ao binário desejado pelo e diminuir o ripple da corrente aplicada à máquina CC

O controlador da máquina CC assenta numa modulação PWM para acionar os semicondutores de potência, como representa a Figura 3.6. O sinal da modulação PWM é criado pela comparação de uma sinal de controlo de corrente gerado pelo controlador e este sinal é comparado com um sinal triangular de 20kHz.

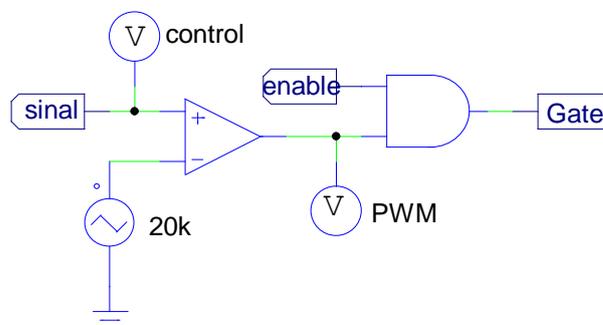


Figura 3.6 – Esquema de ligações para modulação PWM, em PSIM.

### 3.5.1. Princípio de Funcionamento Conversor CC

Na Figura 3.7 encontra-se a implementação do circuito d potencia do conversor CC em *PSIM*, com o proposito de expor o modo de operação por modulação PWM por controlo de binário.

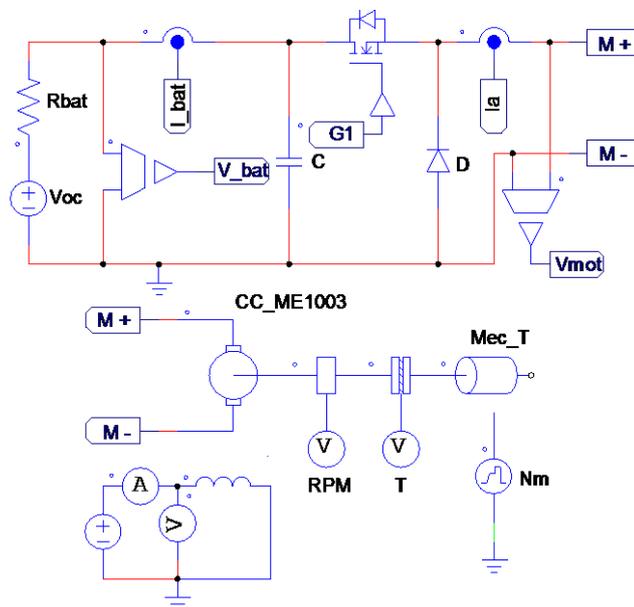
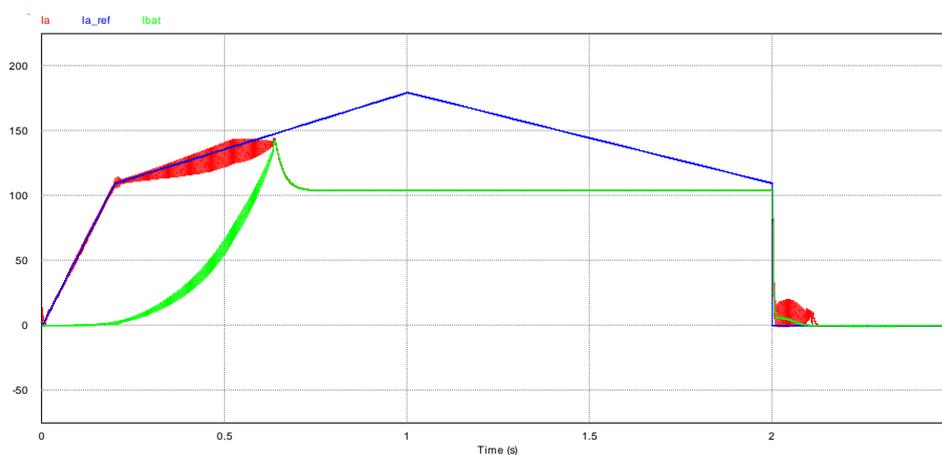


Figura 3.7 – Esquema de ligações para conversor 1 quadrante.

Com objetivo de validar e perceber o funcionamento em regime transitório e posteriormente em regime permanente do máquina CC a operar como motor, a dado valor de carga de 20 Nm e diferente forma de referência.



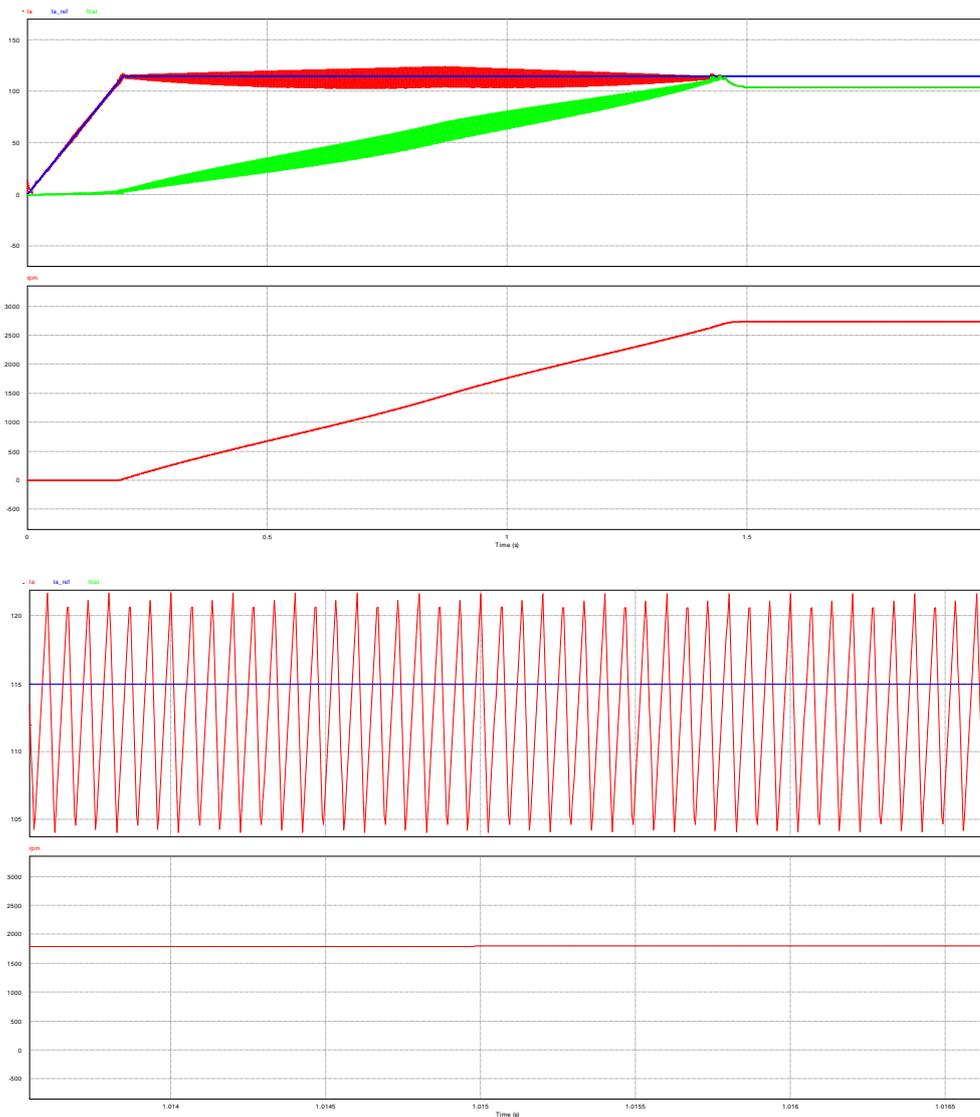


Figura 3.8 - Forma de onda da corrente elétrica  $i_a$ .

### 3.5.2. Conversor CC - CC de 2 Quadrante

Na Figura 3.9 encontra-se a implementação do circuito de potência, efetuado em ambiente de simulação PSIM do conversor CC-CC bidirecional de 2 quadrantes.

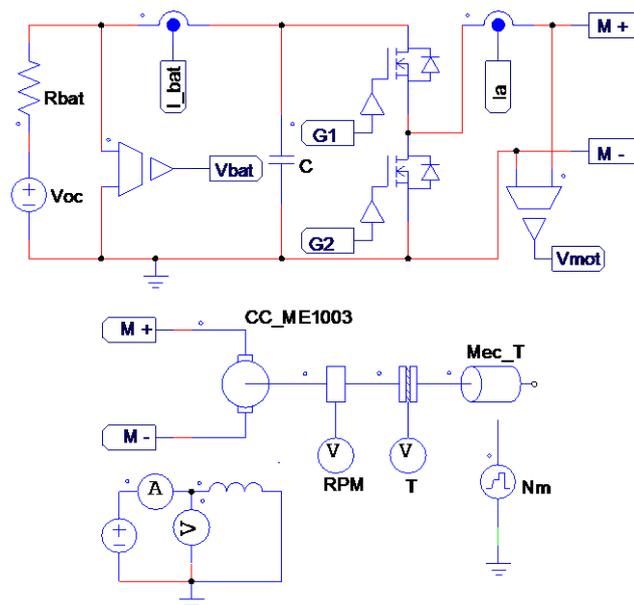


Figura 3.9 – Circuito de potência do conversor 2 quadrantes.

Este é constituído por

### 3.5.3. Conversor CC - CC de 4 Quadrantes

Na Figura 3.10 encontra-se a implementação do circuito de potência, efetuado em ambiente de simulação PSIM do conversor CC-CC bidirecional de 4 quadrantes.

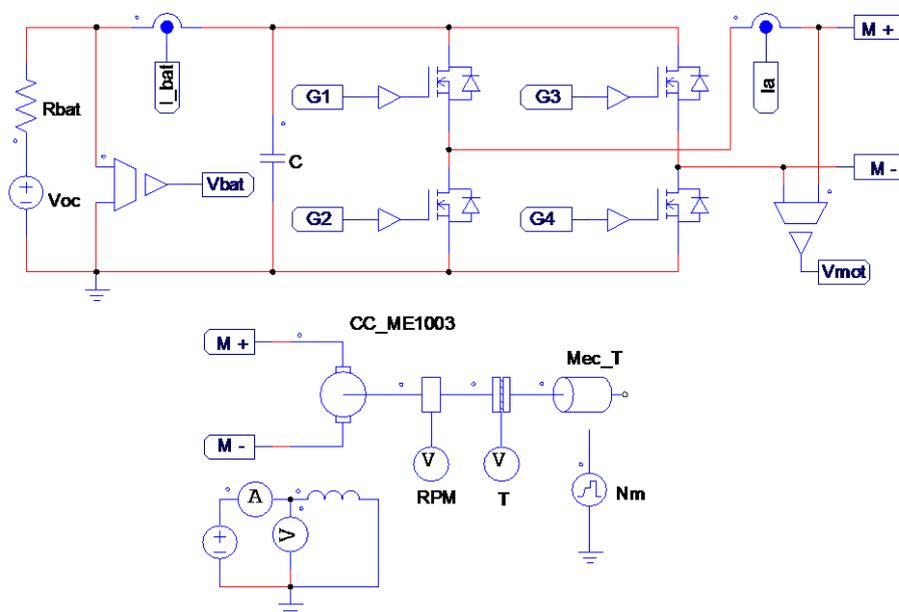


Figura 3.10 – Circuito de potência para conversor de 4 quadrantes ou ponte completa.

Tal como referido no anterior capítulo existem duas possibilidades de modulação no controlo da ponte completa para o acionar de máquina CC.

Sendo que na técnica modulação PWM unipolar, a frequência no sinal de saída será o dobro da frequência as que este tao a comutar.

Na Figura 3.11 é possível verificar os sinais gerados para aplicar à gate de cada MOSFET. Estes sinais de comando dos semicondutores eletrónicos do conversor de CC para a operação em modulação PWM unipolar e sinal de saída da tensão e da corrente elétrica observada.

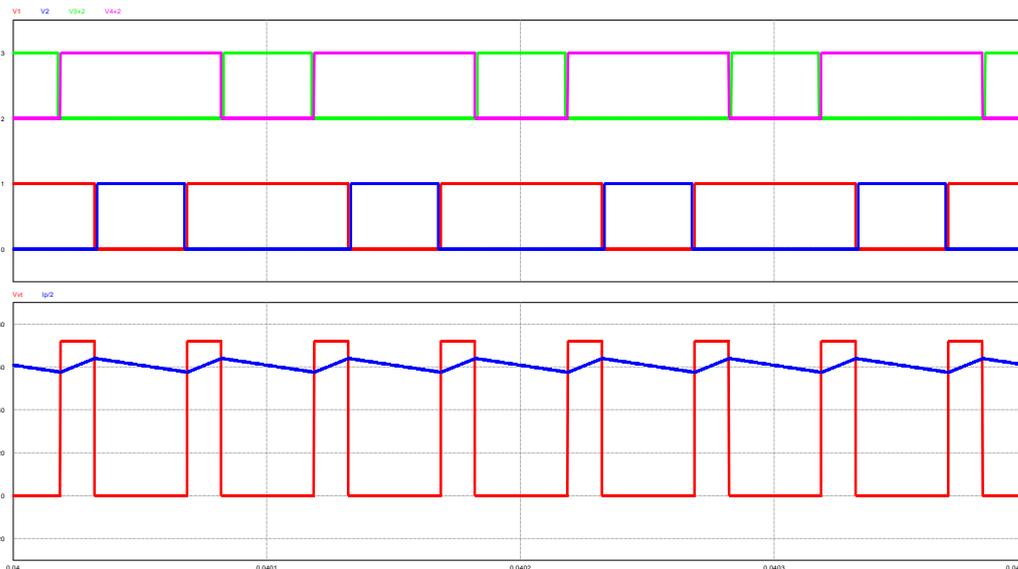


Figura 3.11 – Modulação PWM unipolar.

Na Figura 3.12 é possível verificar os sinais gerados para aplicar à gate de cada MOSFET para a operação em modulação PWM bipolar e sinal de saída da tensão e da corrente observado.

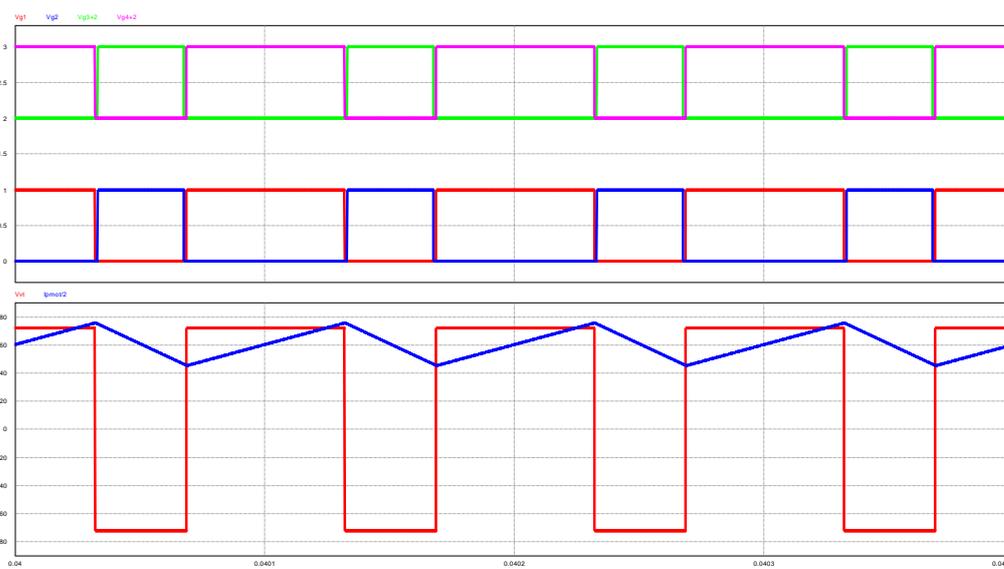


Figura 3.12 - Modulação PWM bipolar.

Na Figura 3.13 são apresentados corrente consumida pela máquina CC, a referência de corrente elétrica gerada em resposta ao pedal do acelerador, a corrente elétrica fornecida pela fonte de energia ao conversor CC-CC

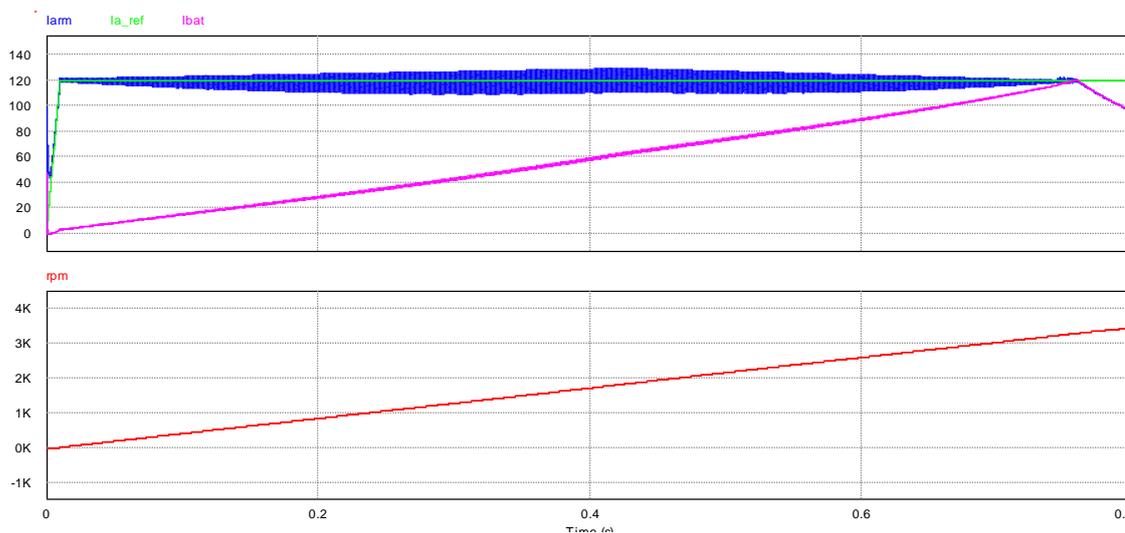


Figura 3.13 - Resposta do motor ao um impulso de aceleração

Esta topologia é a mais completa pois esta permite tirar mais partido do das funcionalidades da operação como motor e gerador da máquina CC independentemente do sentido de rotação

Permitindo também efetuar o controlo de quer da velocidade de rotação quer do binário produzido por esta

Este sistema de conversor é caracterizado como 4 semicondutores dispostos em ponte completa com apresentado na figura X e sendo que cada semicondutor contem um díodo em antiparalelo a cada semicondutor.

### 3.6. Resultados de Simulação

Nesta subsecção do capítulo 3 pretendes dar a conhecer as mais-valias de forma detalhada as características ideais ao acionamento de motores eléctricos, no que respeita a detalhes que aumentem o tempo de vida das máquinas CC-CC

Esta foi dividida em parte para diferentes tipos de conversor, com intuito de verificar o comportamento do sistema de controlo implementado em cada topologia de conversor CC-CC.

As simulações não terão a proximidade com realidade ao nível do tempo nem ao nível de características físicas do banco de baterias disponível, nem outros dados relevantes ao nível de carácter pratico. Para validar o acionamento da maquina eléctrica de CC seguindo uma proximidade ao binário da carga aa atura para proporcionar o movimento. Este binário tal como o argumentado no ponto 5.XX e relatado por dados mecânicos facultados. O binário de carga foi estipulado para 23 Nm para poder arrancar o kart eléctrico e fazendo com este atinja a sua velocidade angular máxima

#### 3.6.1. Conversor CC de 2 Quadrante

Nesta topologias de conversor tal como a figura xx representa, são aplicados dois sinais de controlo ao gerador de PWM o controlador

Motor e gerador a

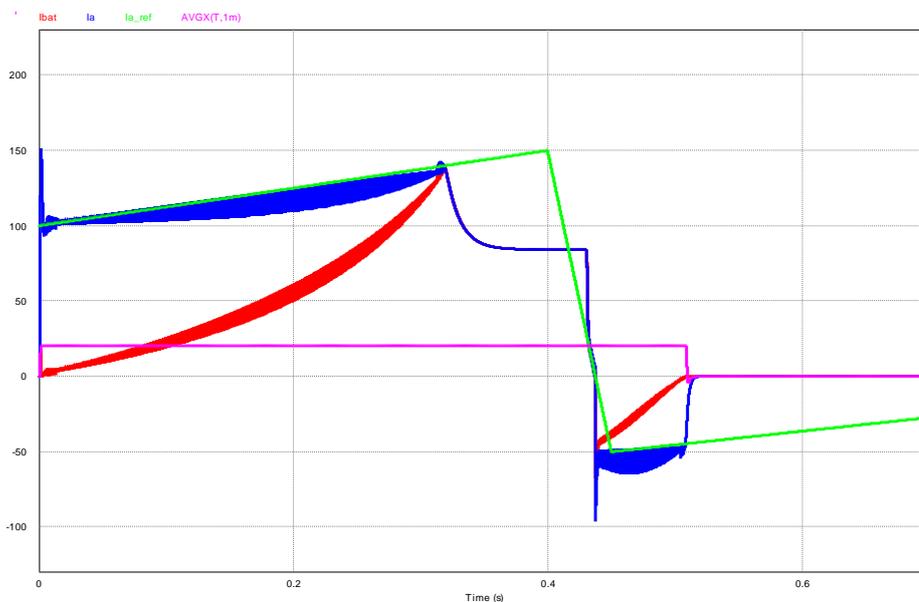


Figura 3.14 - Formas de onda da corrente eléctrica para uma carga de 23 Nm.

### 3.6.2. Conversor CC de 4 Quadrante

Quatro quadrantes de operação

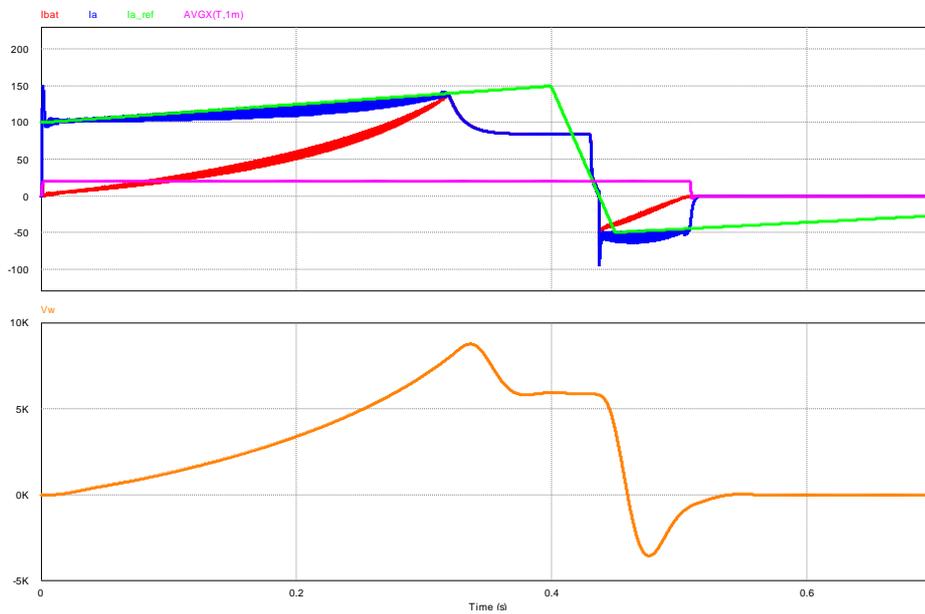


Figura 3.15 - Potencia despendida e absorvida

### 3.7. Conclusão

No presente capítulo foram apresentados os diversos modelos de simulação para o software utilizado, pertencentes aos principais componentes para o desenvolvimento de um controlador para o *kart* elétrico. De salientar a simulação de dois tipos de conversores CC-CC bidirecionais, possíveis de aplicação.

Numa primeira fase procedeu-se ao ajuste e validação dos parâmetros que caracterizavam a máquina CC de ímanes permanentes utilizada, bem como o modelo do banco de baterias a utilizar. Através da simulação em regime permanente, em por observação de variáveis, foi possível validar e ajustar o modelo para o mais próximo da realidade.

Mediante dos valores acima determinados, procedeu-se ao desenvolvimento do sistema de controlo

Como já foi dado a entender na conclusão do capítulo anterior, a topologia a implementar é a de 4 quadrantes com intuito de tirar o maior partido de todas as funcionalidades que máquina CC poderá oferecer quer operacionalidade do movimento deste e no rendimento para tais modos de operação

Controlador reage bastante rápido às mudanças no binário de referência (regime transiente), mas regime permanente enquanto este não vence tornar a inercia ao movimento do seu eixo existe uma oscilação da corrente, até este estar velocidade máxima, ai variável de referência entra regime permanente.

# CAPÍTULO 4

## Implementação do Sistema de Controlo e do Conversor de Potência

### 4.1. Introdução

No presente capítulo são descritos todos os componentes de carácter prático para a implementação do controlador a desenvolver no âmbito desta Dissertação. Numa primeira parte serão apresentados e descritos os componentes constituintes do circuito de potência e posteriormente detalhes do sistema de controlo implementados e por fim outros constituintes periféricos ao controlador para motor CC.

Primeiramente, descreve-se todos os componentes constituintes do circuito de potência, os semicondutores de potência do conversor CC–CC, os conversores tensão isolado por forma a dotar o sistema de autoalimentação numa para tensões de 36 V –75 V, o circuito de comando para os semicondutores de potência.

Posteriormente é apresentado todos os elementos do sistema de controlo, desde os componentes utilizados na aquisição de sinal, o controlo digital implementado num microcontrolador, e a estrutura de controlo necessária para de realização deste projeto.

E pelo final deste capítulo são apresentados outros componentes periféricos e circuitos auxiliares na implementação deste controlador para máquinas CC.

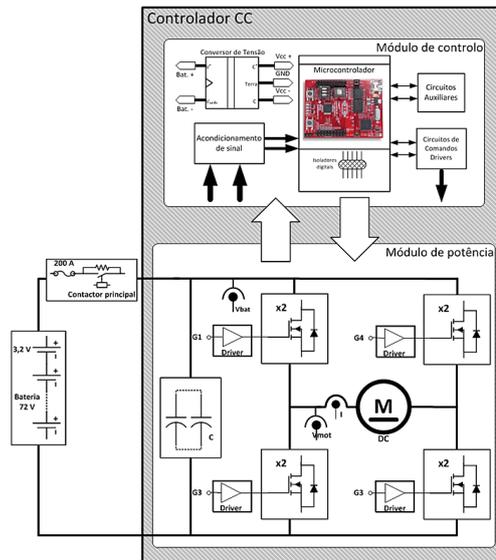


Figura 4.1. - Diagrama de ligações entre módulos do controlador CC.

## 4.2. Circuito de Potência do Controlador Implementado

Para a construção do conversor CC–CC bidirecional 4 quadrantes representado na Figura 4.2, foram utilizados semicondutores do tipo MOSFET, dispostos de forma a uniforme na área do dissipador para formar uma ponte completa, foram acoplados condensados *snubber* a cada braço e um TVS ao terminais da alimentação da ponte completa.

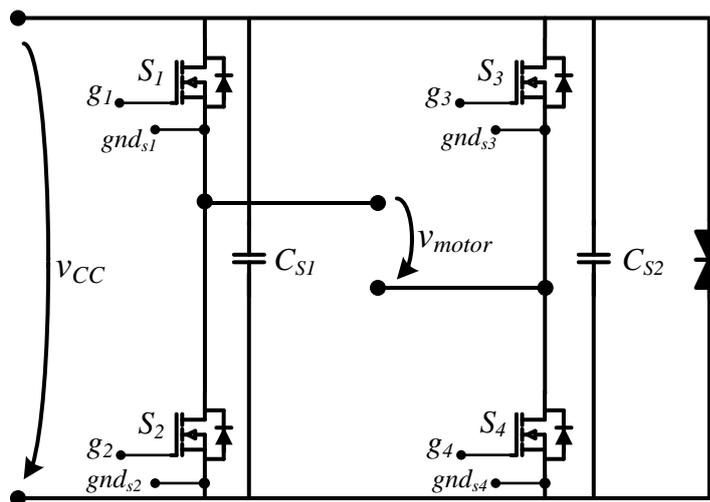


Figura 4.2 – Esquema do conversor CC–CC implementado.

### 4.2.1. Circuito de Comando (*Gate-Driver*)

Para comandar a atuação do semicondutor de potência recorreu-se à utilização de circuito de comando, normalmente denominado com circuito Driver, para processar a

modelação PWM aplicada aos MOSFET's. Por forma a acionar a carga a frequência da comutação, em que o sinal de saída não prejudique o seu modo de operação de este, minimizar as perdas de comutação, garantir a proteção e acionamento correto dos MOSFET's. Como tal, este módulo do circuito de comando deve ser adequado a fornecer os valores tensão na *gate* e os valores de  $I_{sink}$  e  $I_{source}$  à *gate* do semiconductor de potência.

Por forma a que atuação de este seja segundo o sinal de PWM aplicado e não seja díspar, não contenha distorção devido a valores de *gate charge*<sup>1</sup> e tempo de ligar e desligar, pois em semicondutores de potência estas ações imperfeitamente dimensionadas podem desenvolver danos no semiconductor de potência.

Para acionamento dos MOSFET's de potência *STE140nf20d*, foi escolhido o circuito de comando *ADUM3223* da *Analoge Devices* [36], obtido este pelo programa de amostras de este fabricante componentes eletrónicos. Estes são circuitos *gate driver* para acionamento de meia ponte, com isolamento galvânico entre entradas e saídas (independentes), na entrada este aceita sinais lógicos de 3 V a 5,5 V e na saída aciona um semiconductor com uma tensão de 4,5 V a 18 V e com pulso corrente de saída máxima de 4 A, estando assim sobre dimensionado para os MOSFET's. Pelo fato de este aceitar níveis lógicos de 3,3 V na sua entrada, torna este compatível com o microcontrolador utilizado, e assim acionar a modulação PWM. Este componente ainda possui uma entrada de *enable/disable*. No lado da saída este ainda permite isolamento entre as duas saídas, inferior e superior, bem como proteção desta. A baixa impedância de saída possibilita rapidez no tempo de comutação, consequentemente a baixa de perdas de comutação e na condução contínua dos semicondutores de potência.

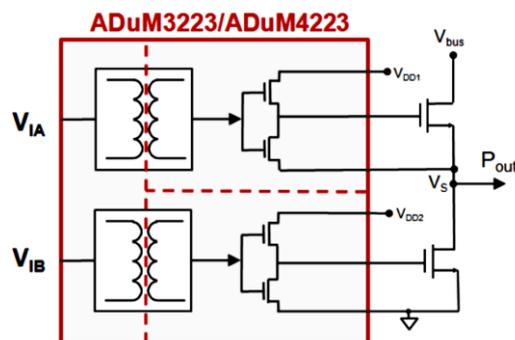


Figura 4.3 – Diagrama interno do circuito integrado *ADUM3223*.

<sup>1</sup> Gate Charge – capacidade intrínseca na construção do MOSFET entre as *gate-drain* e a *gate-source* necessária para garantir o estado de condução.

É ainda importante referir que este circuito de driver permite a montagem com circuito *bootstrapped*, reduzindo a necessidade de utilização de fontes isoladas no nível superior na meia ponte ou numa ponte completa. Na Figura 4.3 podemos observar a sua configuração do circuito de driver segundo a configuração *bootstrapped*. Nesta configuração é inserido aos terminais alimentação da saída superior um condensador eletrolítico  $D_{boot}$ , antecipado de um diodo rápido  $D_{boot}$  para evitar a descarga de este e entre este dois é colocada de resistência  $R_{boot}$  que é dimensionada segundo a Equação (4.1). Esta resistência com a finalidade de evitar  $di/dt$  na carga de condensador, sendo que na descarga esta energia fluiu pela *source*, do semiconductor a atuar.

$$R_{boot} = \frac{V_{aux} - V_{Dboot}}{C_{boot} \times \frac{dv}{dt}} = \frac{12 - 0,7}{100n \times 0,5V/\mu s} = 1,92?? \Omega \quad (4.1)$$

Denotar que o circuito de *bootstrapped*, contem algumas limitações no *Duty-Cycle* máximo que este poder operar, pois este está limitado pelo tempo de recarga do condensador  $C_{boot}$ , para garantir a tensão adequada à atuação do MOSFET.

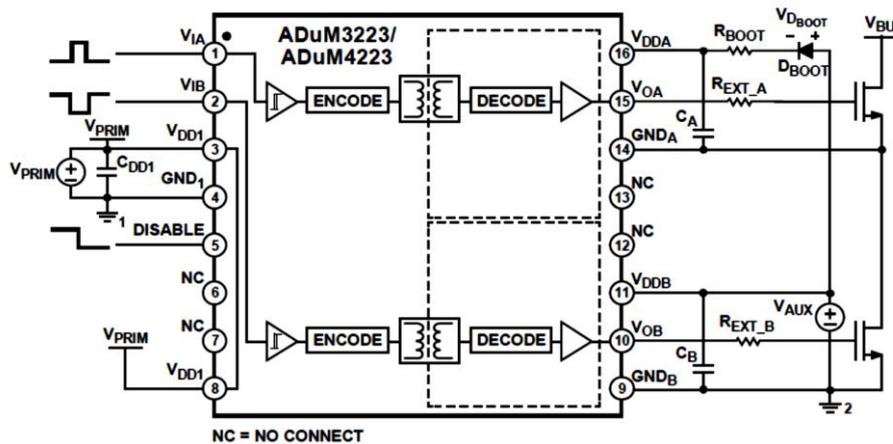


Figura 4.4 – Circuito *bootstrapped* com o ADuM3223.

Devido à baixa impedância na saída da do circuito *gate driver* é necessário colocar uma resistência  $R_{gate}$  em série com o MOSFET's, contudo o valor desta não pode ser elevado pelo fato de esta interferir com rapidez no estado de condução do MOSFET. É ainda colocada uma resistência entre a *gate* e *source* ( $R_{gs}$ ) do semiconductor para garantir estado desligado e eliminar algumas correntes “parrazitas”, impedindo que qualquer impulso de sinal de ruído o ative, o valor desta foi de 150 kOhms. A inserção de dois diodos *Zener* BZX85C de 16 V em antiparalelo é para dotar estes circuitos comando de

proteção contra transientes (picos) de tensão positiva ou negativa que possam ocorrer entre a *gate* e *source*. O esquema de ligações é possível ver segundo a Figura 4.5.

Na construção, procedeu-se à implementação destes componentes de proteção do circuito comando da *gate*, o mais próximo possível dos terminais do MOSFET. Os condutores, de interligação entre circuito de comando e o MOSFET, foram entrelaçados entre si por forma a inibir algum do ruído eletromagnético produzido para comutação em frequência dos semicondutores de potência. Os componentes do circuito de proteção da *gate* foram soldados o mais próximo possível da *gate* e da *source* de cada MOSFET.

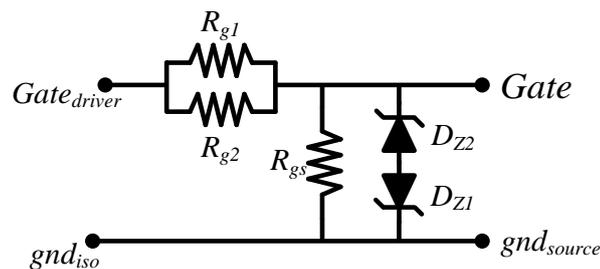


Figura 4.5 – Circuito de proteção da *gate* do MOSFET.

#### 4.2.2. MOSFET do Tipo N

A escolha sobre o semiconductor de potência a empregar recaiu sobre o MOSFET em detrimento do IGBT ou transístor. Pois, este é semiconductor mais vulgar e consequentemente mais barato, maior gama de frequência de operação por energia/potência elétrica controlada, simplicidade nos sistemas de comando destes (circuito driver), possibilidade de implementar pequenos circuitos integrados já concebidos por fabricantes para operar como circuito de comando de ponte completa, a baixa tensão.

Posto isto, existem outros factos na escolha de semiconductor, pois a sua baixa resistência interna para diminuir as perdas de comutação e em regime permanente do sistema, utilizar uma frequência acima dos 20 kHz para diminuir os ruído audível deste (devido à sua atuação), diminuir o número de semicondutores em comutação em paralelo, e obter isolamento galvânico com a parte dissipadora de energia térmica.

Para a implementação de ponte completa, tal como na Figura 4.2, a escolha requereu sobre um MOSFET do tipo N da *STelectronic* com a referência *STE140nf20d* (Figura 4.6), este foi obtido através do programa de amostras do fabricante acima referido. Este, segundo o fabricante tem características de semiconductor de potência, para uma tensão de operação inferior a 200 V, uma corrente nominal de 140 A, suportando

picos de corrente 560 A, durante um curto período tempo (cerca de 10  $\mu$ s). É ainda importante de referir que este possui resistência interna muito baixa, na ordem dos 10 m $\Omega$ , tendo ainda uma mais-valia no poder dissipação da 500 W no encapsulamento [35]. Contudo, o MOSFET tem um encapsulamento denominada por *ISOTOP* diferente comparativamente ao mais comum *TO-220*, fazendo com que seja necessário um desenho da estrutura diferente, sendo que este encapsulamento traz a maior área dissipação de energia na comutação com transições mais agressivas para o MOSFET.

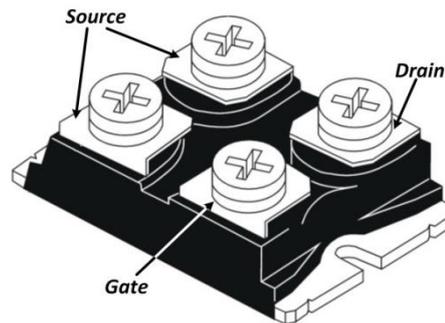


Figura 4.6 – Semicondutor MOSFET *STE140nf20d* utilizado, adaptada de [35].

Este módulo de MOSFET tem um diodo rápido em antiparalelo com a sua junção *drain-source*, com capacidade de condução idênticas às do MOSFET e tensão de condução de 1,5 V. Este é necessário neste tipo de conversor CC–CC para controlo de máquinas elétricas, importante para reconduzir correntes reversar quando este está ao corte.

O paralelo de Mosfets, tem como intuito partilha da energia transferida, pode trazer vantagem e desvantagem, com o apresentado a seguir

Vantagens:

- Corrente elétrica partilhar por vários elementos
- Menor custos com semicondutores
- Menor Gate charge
- Circuito Driver mais simples e de menor potencia

Desvantagens:

- Necessidade de utilizar e garantir paramentos iguais
- Em casos de equilíbrio de parâmetros:  $t_{on}$  e  $t_{off}$  podem diferir e consequentemente aumentar a perdas comutação
- Diferentes valores de tensão threshold
- Desequilíbrio nas correntes na condução em regime permanente

- Desequilíbrio de  $di/dt$  entre semicondutores e consequentes danos

-

#### 4.2.3. Dimensionamento Térmico

As perdas médias na comutação  $P_s = 1/2 \cdot V_{DS} \cdot I_D \cdot f_{sw} \cdot (t_{on} + t_{off})$

#### 4.2.4. Componentes do Circuito de Potência

##### TVS

A utilização de *Transient Voltage Suppressor* (TVS) tem como utilidade anular e mitigar os transientes de tensão durante a comutação dos MOSFET's, bem como reduzir ruído eletromagnético das comutações, pois neste período de transição entre o estado ligado e desligado ocorre um aumento da tenção repentinos elevados que podem influenciar/danificar o desempenho de componentes constituintes, estes transientes podem ser superiores a duas vezes a tensão nominal. Foi então aplicado TVS's bidirecional na ponte completa, como o demonstrado na Figura 4.7, da *STelectronics* de referência *BZW50-82B para 82V?* [37]. Com que segundo o fabricante com capacidade de absorção da até 5000W de energia dos transientes, resposta rápida.



Figura 4.7 – Foto do TVS BZW50-82B utilizado [37].

A inserção de condensador *snubber*, em cada braço da ponte completa que deve-se ao fato nos testes iniciais durante a comutações, conterem transientes elevados na comutação não foram satisfatórios tal com o explicado na secção XX do capítulo x dos resultados de experimentais. O valor do condensador utilizado é x, com a referência XXX segundo as suas características este está dimensionado para 300 V de pico.

Tal como o já apresentado procedeu-se a implementação de um conversor ponte completa para conceber uma conversor CC–CC bidirecional pois esta topologia usando

uma técnica de PWM específica, permite produzir na saída deste o dobro da frequência de comutação permitindo assim reduzir os ruído por comutação.

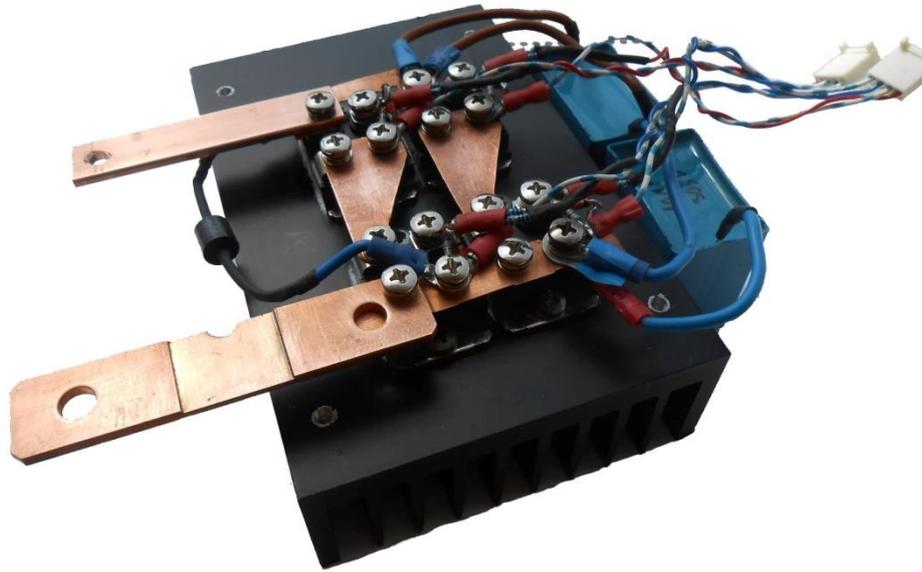


Figura 4.8 – Conversor desenvolvido

### 4.3. Sistema de Controlo Implementado

Os sistema de controlo implementado neste sistema é responsável pelo acionamento do motor CC, sem que este danifique qualquer dos equipamento constituinte do kart elétrico, para tal é necessários ler os valos da corrente consumida por este e as tensões nas baterias e no motor elétrico, a posição do acelerador e do travão este sistema também é responsável de por aturar sobre os contactor principal caso as razões de segurança e integridade de todo o sistema esteja comprometida, este controlador terá a necessidade de informar o utilizador sobre ações inválidas.

Nos postos seguintes serão explicados os circuitos constituintes de cada sub sistemas de controlo, inicialmente os sensores e tipo de sensores utilizados para a medição do sinal de controlo depois o microcontrolador utilizado (as mais valias) e periféricos disponíveis deste.

#### 4.3.1. Módulo de Aquisição de Sinal

Nesta secção procede-se à descrição das decisões tomadas para aquisição de sinais de controlo e sinais auxiliares. Estes sinais são o valor da tensão e corrente elétrica para controlo do circuito de potência, sinais de deteção de erro por hardware, a temperatura do sistema e o sinal da referência do acelerador e travão.

##### **Sensores de Corrente**

Para aquisição de sinais de corrente elétrica para o controlo do motor CC foram utilizados sensores de tipo resistência *shunt* para a medição da corrente elétrica, pois este método é menos dispendioso do que utilizando sensores por efeito *Hall* num sistema de baixa tensão. Este último é além de dispendioso carece de circuitos auxiliares de acondicionamento de sinal mas é uma solução isolada. O método de medição da corrente elétrica consumida pela máquina elétrica por resistência *shunt* consiste numa resistência de valor muito baixo, de tal forma que não interfira com impedância do circuito, mas este carece do seu dimensionamento, a diferença de potencial ao terminais desta, resulta no valor da corrente elétrica segundo a escala de conversão.

##### **Resistência Shunt**

Por forma de medição da corrente elétrica que acionará a motor ME1003 até à potência nominal do conversor elétrico de cerca de 7kW, existem duas possibilidades para

medição desta grandeza são medição por sensores de corrente de efeito Hall ou utilizando uma resistência valor muito baixo (denominada resistência shunt). A opção de sensores de efeito Hall uma solução mais dispendiosa e mais complexa pois necessita de circuitos auxiliar para acondicionar o sinal para o microcontrolador, contudo é uma solução isolada garante maior fiabilidade. Por outro lado utilizando uma resistência tipo shunt, solução mais economicamente viável para soluções de baixo custo e baixa tensão. O funcionamento desta consiste numa resistência muito baixa e o valor da corrente elétrica medida é dada pela diferença de potencial aos terminais da resistência shunt.

Para o dimensionamento desta é necessário ter vários parâmetros em consideração, tais como a corrente máxima que esta pode admitir, a potência elétrica que a percorrerá (temperatura), e gama de diferença de potencial que esta desenvolverá aos seus terminais (ref)

No dimensionamento desta, deve-se ter atenção à gama de corrente elétrica que se pretende mediar pois pela equação XXX., os valores da corrente e tensão ao qual esta vai esta sujeita. Por outro lado existe a necessidade de dimensionar para os limites de tensão inferior e superior, que esta produzirá ser compatível com o restante circuito de acondicionamento de sinal.



Figura 4.9 – Resistência shunt.

Sabendo que o componente eletrónico aceita na sua entrada um sinal de 250 mV, e que o valor de corrente máxima do controlador será de 200 A pela equação XXX calcula-se o valor máximo de  $R_{shunt}$ :

$$v_{shunt} = R_{shunt} \times I_{m\acute{a}x} \quad (4.2)$$

$$= \frac{v_{shunt}}{I_{m\acute{a}x}} = \frac{250^{-3}}{200} = 1,25 \text{ m}\Omega \quad (4.3)$$

Sabendo que, para ser possível medir até uma corrente elétrica de 200A de pico, a resistência de tipo shunt terá de ter um valor de dissipação de energia superior 20w como o explicado na equação XXX:

$$P_{shunt} = R_{shunt} \times I_{m\acute{a}x}^2 = 1,25^{-3} \times 200^2 = 50 W \quad (4.4)$$

A resistência shunt escolhida para o desenvolvimento do sistema de medição de corrente tipo shunt foi com a referência WSBS8518L2500JK da Vishay, com um valor de resistência 500 μΩ, de esta possui características de muito baixa indutância, elevada potência de dissipação para operar como resistência shunt de 36 W.

A qual resultará numa tensão elétrica aos terminais entre 0 +-250mV dependendo do sentido da perante o sentido predeterminado como positivo.

Posteriormente

Esta medição segue segundo a esquema elétrico apresentado na Figura 4.10, como a diferença de potencial são relativamente baixa existe a necessidade de amplificar esse valor para valores admissíveis para um ADC de um micro controlador.

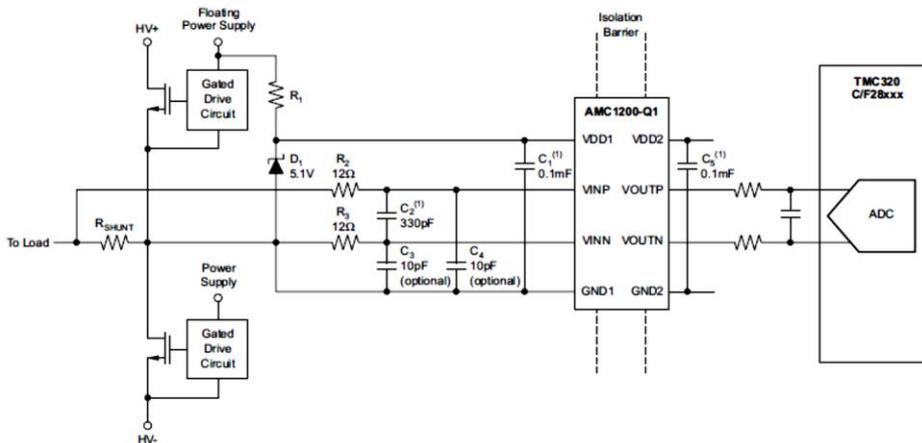


Figura 4.10 – Esquema de ligações para medição corrente.

Com o intuito de acondicionar o sinal adquirido aos terminais da resistência *shunt*, foi utilizado o circuito integrado AMC1200 da TI, este é uma amplificador operacional de precisão, com isolamento galvânico em os terminais de entrada e de saídas providência sinais compatíveis dos ADCs do microcontrolador e na sua saída diferenciais, que favorecem a diminuição do erro na medição da corrente elétrica.

O circuito integrado AMC1200, é um amplificador isolado até 1200V, entre o lado primário e o secundário, segundo o fabricante este tem características de performance e precisão, favoráveis a sua aplicação em sistemas de controlo de motores, de sistemas monotorização de energia elétrica, inversores de frequência e sistemas de UPS (Uninterruptible Power Supplies).



Figura 4.11 – Imagem do amplificador isolado utilizado AMC1200 [38].

Este tem um ganho de 8 entre entrada e a saída, possuiu saída diferencial que melhora a sua precisão da medição, ao nível de entrada este está especificado para operar uma diferença de potencial entre as entradas analógicas  $V_{in+}$  e  $V_{in-}$  de  $\pm 250mV$ , mas com o máximo de  $\pm 320 mV$ , antes de ocorrer a saturação. Ao nível da saída analógicas este providencia uma sinal compatível com um *offset* para metade de  $VDD_2$  e o seu sinal, o que torna este dispositivo compatível para acoplar as entradas ADC's do microcontroladores da família C2000 da TI e o caso do que é usada neste trabalho.

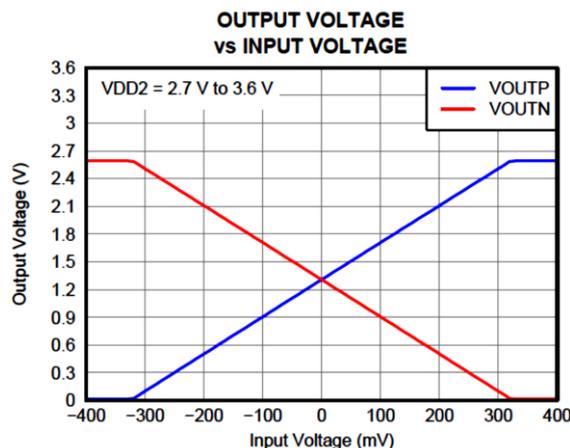


Figura 4.12 – Gráfico do sinal de saída diferencial do AMC1200 [38].

### Sensores de Tensão

No que respeita a medição de tensões do banco baterias e da tensão aplicada ao motor foi adotado um divisor resistivo por ser uma solução simples e de baixo custo,

acoplada ao amplificador de precisão isolado *AMC1200*, pois este desde que se garanta uma diferença de potencial entre +- a 250 mV e uma corrente de consumo de 10 mA na entrada.

Pelo facto de operar com tensões baixas e correntes elevadas para acionar a máquina elétrica, a resistências dimensionadas para o divisor resistivo, na resistência  $R_{B1}$  de valor XX e  $R_{B2}$  de YY dava um valor de impedância relativamente menor/mais que a impedância de entradas  $V_{in}$  dos *AMC1200*, não garantindo o mínimo de corrente elétrica para obter a medição. Para tal foi necessário colocar um seguidor de tensão às entradas  $V_{in}$ , por forma a ser possível a sua medição

$$V_{div} = V_{cc} \times \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \quad (4.5)$$

$$R = V_{cc} \times \frac{\times R}{R} = \quad (4.6)$$

Para sensor *AMC1200* operar com sensor de tensão foi necessário implementar o circuito apresentado na Figura 4.13, não qual houve a necessidade de introduzir um seguidor de tensão pois a impedância da carga resistivo  $R_{vb}$  é muita baixa e como tal a entre os terminais in+ e in- não verificava a diferença de potencial para que o sensor

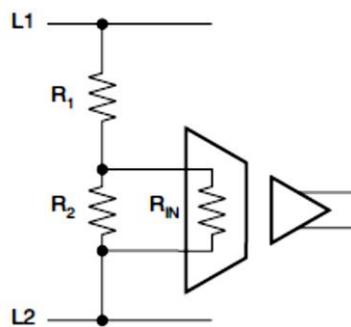


Figura 4.13 - Esquema de ligações para o componente *AMC1200* a operar como sensor de tensão.

### Sensor de Temperatura

Para o controlo de temperatura de todo o sistema está dimensionada para 2 sensores de temperatura LM35. Este deverá estar colocado ao ponto central do dissipador ao qual está acoplado os quatro MOSFET's da ponte completa do conversor CC-CC, evitando



### Acondicionamento de Sinal

No que respeita ao acondicionamento de sinal foram implementados vários filtros passa baixo com intuito de filtrar todo o ruído quer das fontes comutadas utilizadas quer o resultante da frequência de comutação desta.

Foi ainda adicionado uma filtro de linha da *murrata* com reff xxx com intuito de de reduzir o ruído de alta frequência , resultante da utilização de fontes comutadas DCR XXX 033. A finalidade inserção foi reduzir o ruído presente no sinal de leitura nos ADCs.

Para tal foram aplicados filtros nas entradas analógicas dos sensores quer na entrada do microcontroladores pois os ganhos e as distâncias em PCB conexões eram propícias à propagação e amplificação dos ruídos também. Filtro de 500Hz para aplicação

A utilização de um filtro EMI para redução do ruído de alta frequência, ruído resultante da utilização de fonte comutado para isolamento, e ruído resultante da frequência de comutação, com referencia BNX022.

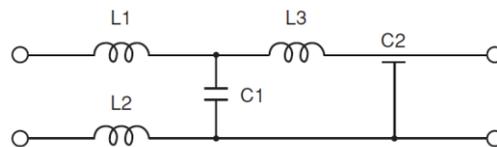


Figura 4.16 - Esquema de ligações de filtro EMI NX022 da *murrata*.

### Proteções por hardware.

Como forma complementar de proteção dos componentes de presentes o circuito de potência, nomeadamente os principais componentes da ponte completa. Para tal foi implementado um sistema analógico por comparação a referencias limite de operação, dos valores lidos pelos sensores do sistema, este atuará sobre a inibição das comutações e sinalização de erro ao microcontrolador.

Foi então implementado um circuito comparador para os valores de tensão máxima e mínima de operação, corrente máxima, e temperatura excessiva, Como tal usou-se um circuito comparador utilizando o circuito integrado LM339AN, este é um circuito integrado com 4 comparadores, representado na figura xxxx. Este circuito integrado LM339AN tem como características...

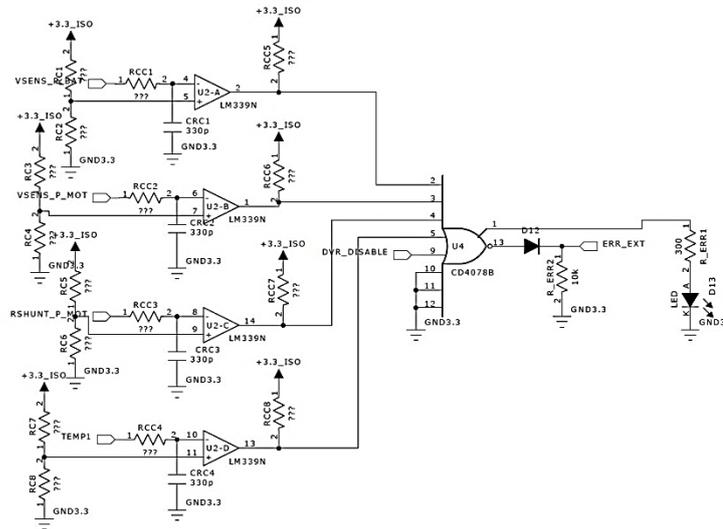


Figura 4.17 - Esquema de ligações para proteção por hardware.

Posteriormente foi acoplados um circuito lógico XOR da fabricante XXX com referencia XXXX com o propósito de desabilitar a comutação sinalizar o erro, seja qual o ou os erro anteriormente referidos. Posteriormente à verificação dos erros destes têm que serem zerados os erros por forma a validar.

### 4.3.2. Microcontrolador

Para desenvolvimento projeto controlador foi utilizado um microcontrolador de baixo custo já com uma placa de desenvolvimentos e interface incorporada, a *Launchpad Picoolo TMS320F28027* da *Texas Instruments*.TI figuras XX. Este microcontrolador tem como principais características:

- Processador de 32bits;
- 60 MHz (16,67 ns por Ciclo);
- Alimentação única a 3,3V;
- Periféricos para comunicação SPI, SCI e I2C;
- 8 Enhanced Pulse Width Modulator (ePWM) ou 4 HRPWM;

- 13 Canais de Conversor Analógico para Digital (ADC), com resolução de 12bits;
- 22 Pinos de entrada e saída, este são partilhados,
- Comunicação SCI, SPI e I2C

Caracterizando os pontos que fazem adequar a escolha deste microcontrolador a esta implementação, são o fato de o numero de periféricos de este se adequar a



Figura 4.18 - Placa de desenvolvimento o *Launchpad Piccolo TMS320F28027* [40].

A própria placa permite a emulação do sistema em tempo real pelo interface *JTAG*, que por interligação *USB XDS100v2* possibilita a programação e o *debug* do programa implementado, bem como a escrita e leitura de alguns registos e na memória interna. Esta interligação isolada viabiliza fácil acesso ao processador da placa de desenvolvimento, necessário numa fase inicial da implementação do sistema de controlo

A linguagem de programação para implementação do sistema de controlo utilizada foi o *C* e *C++*, estas permitem configurar, controlar e rentabilizar todas a potencialidades do microcontrolador a baixo nível. Para tal, foi utilizado o ambiente integrado para desenvolvimento (IDE), *Code Composer Studio* da TI que contem um portfólio de suporte ao microcontrolador da família *C2000* da TI, concebido para programar e fazer o *debug* de aplicações desenvolvidas bem como a otimização de código através de esta ferramenta.

### 4.3.3. Algoritmo de Controlo Digital

Na Figura 4.19, é apresentado um fluxograma simplificado das principais ações executadas pelo código implementado no microcontrolador. Na fase inicial este configura todos os periféricos internos e externos necessários para o controlador, são configurados os pinos para controlo de movimento e habilitada a interrupções externas que estes desencadeiam, são configurados os ADC's e segundo a funcionalidade atribuída a cada,

são configurados os pinos de saída para indicação do estado e habilitar a comutações dos semicondutores, são configurados os PWMs de forma independente.

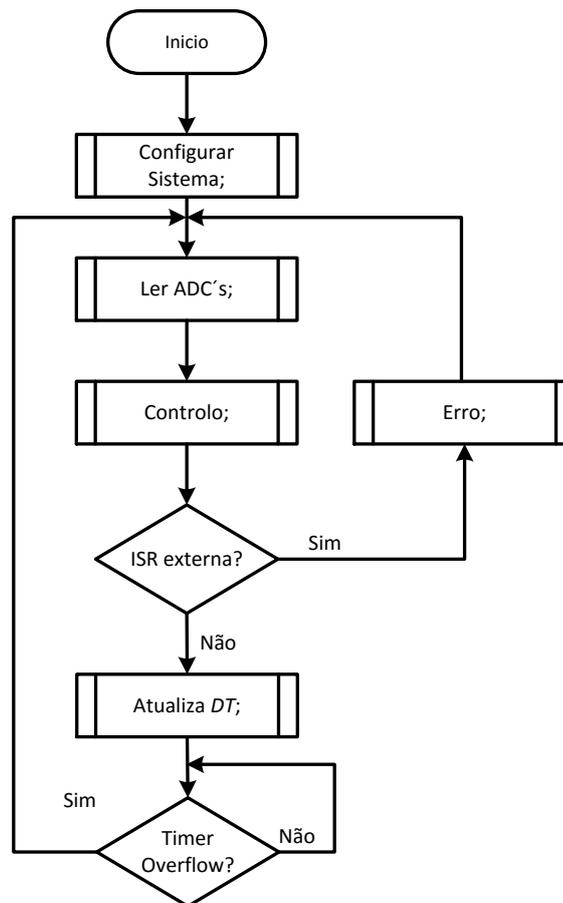


Figura 4.19 – Flowchart do código implementado em C.

O passo seguinte é ler os valores dos sensores do sistema, tensão corrente elétrica, pedal do acelerador, temperatura. Seguidamente é verificado o estado dos botões para o movimento e regeneração de energia dependendo das seleções existem o controlo irá operar, com os valores já adquiridos e dependendo deste poderá sinalizar algum erro de operação. Senão se verificar qualquer alteração de nos botões externos este converterá os valores para atuar segundo o controlo para as saídas PWM.

Todas estas operações que ocorrem e seguimentos da leitura do ADC, são desencadeadas segundo o *timer 0*, que proporciona a aquisição de sinal da a 20kHz???

Durante a programação do código de controlo e rotinas de operação para o controlador digital de este projeto de implementação, foram implementados alguns conceitos para melhorar o desempenho e operação deste. No que respeita à aquisição de sinal pelos ADCs este foram configurados e sincronizado com as interrupções do timer 0,

o módulo PWM foi configurado para obter configurações independentes de cada sinal de PWM gerado, mas mantendo a sincronização acima referida. Foi definida prioridade para as interrupções externas relacionadas com os interruptores de controlo do movimento. Internamente no código foi implementado uma média deslizante para filtrar ruído e achar um valor médio de corrente elétrica

#### **4.4. Outros Componentes Constituintes**

Neste subcapítulo aborda-se outros periféricos implementados e utilizados, com intuito de dotar este controlador com funcionalidades complementar, e também componentes que foram utilizados meramente para fase resultados experimentais.

Também são apresentados os componentes necessários para alimentação de todos dos circuitos

##### **4.4.1. Sistemas de Alimentação CC**

###### **Conversor Auxiliar Tensão CC–CC Isolado**

A necessidade de níveis de tensão diferentes da tensão nominal do conversor de potência projetado, para alimentação de diferentes circuitos constituintes do controlador, e também para dotar este do isolamento galvânico entre o sistema de controlo e todos os restantes componentes do hardware utilizado.

A utilização de um módulo integrado da *TI* de referencia PTB78560, obtido pelo programa de amostras do fabricante. Este tem como finalidade de dotar o sistema de alimentação dos diversos dispositivos de controlo e atuação do circuito de potência, bem como tornar este controlador auto alimentado para uma gama de tensões de 36 V a 75 V e proporcionar o acionar o contactor segurança externo, segundo a característica descrita na secção XXX. Este módulo isolado converte a tensão de entrada para obter na saída uma tensão de 12 V e uma corrente elétrica máxima de 4 A, contem proteção contra sobre correntes e temperatura. Pelo facto de esta possibilitar vários níveis de tensão saída, é necessário inserir uma resistência  $R_{set}$  com o valor 18 k $\Omega$  para garantir os 12 V fonte [41].

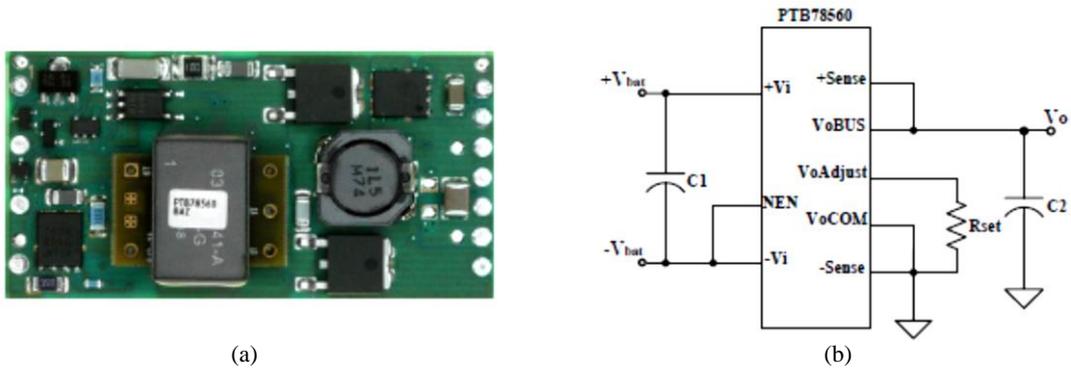


Figura 4.20 – Fonte Auxiliar CC–CC isolada fonte [41]: a) imagem; b) esquema elétrico.

Para garantir de o isolamento elétrico e o nível de tensão necessário de 3,3V, entre o sistema de controlo composto pelo microcontrolador e periféricos, e de sistema de comando foi inserida uma fonte isolada com a referência DCR11203 de 1w de CC–CC de 12V para 3,3V. segundo o fabricante este proporciona proteções de curto-circuito, de temperatura e elevada eficiência [42].

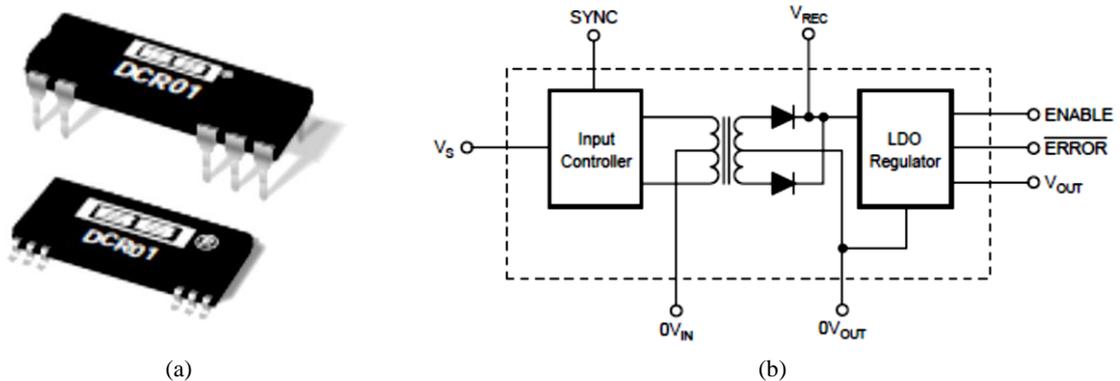


Figura 4.21 – Fonte isolada de DCR de 1W da TI [43]: (a)imagem; (b)

Foi ainda necessário inserir uma outra fonte isolada com referencia DCR11205 para alimentação a 5V os circuitos integrado e AMC1200, indispensável para os sensores de tensão e de corrente elétrica pelo facto de estes serem isolados.

#### 4.4.2. Circuito de Atuação Contactador Elétrico Principal

Para dotar o controlador de funcionalidades complementares

Foi utilizado MOSFET do Tipo N PSMN027-100XS, N-channel 100 V, com uma resistência interna de 26,8 mΩ, com um encapsulamento TO220F, este está dotado para uma corrente nominal de funcionamento 23,4 A

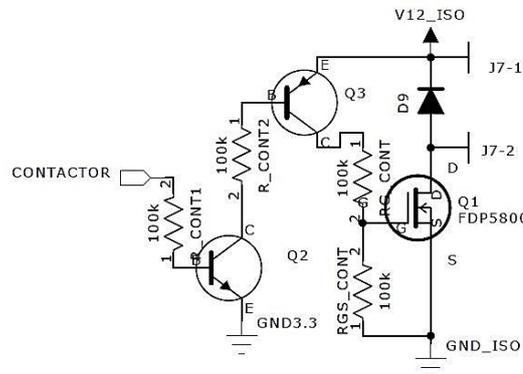


Figura 4.22. - Circuito implementado para acionar contador principal.

#### 4.4.3. Proteção do Barramento CC

Durante a fase de teste foi necessário salvaguardar a integridade dos componentes utilizados no sistema, e como a implementação deste trabalho visa a controlo de uma máquina eléctrica, e quando esta reduza a velocidade de rotação de formas mais brusca dependo da carga que esta está a acionar. Esta pode fazer subir a tensão de alimentação da ponte de alimentação, que numa primeira fazer será alimentada por fontes de alimentação e consistirá num barramento CC. Quando tal situação acontece a máquina eléctrica operas como gerador.

Como tal esta proteção de barramento CC, já com circuito eléctrico implementado e modelado no laboratório do GEPE, sem apenas ajustar o valor das resistências RX e RY para determinar a tensão de disparo do circuito para anular a subida de tensão eléctrica no barramento CC. Quando a tensão é superior a 100V? a circuito comparador dimensionado para atuar um semiconductor IGBT que se encontra em serie com uma resistência 50ohms e com uma capacidade de dissipação de 100W , estes dois componentes encontram-se em paralelo com o conversor CC–CC.



Figura 4.23 – Proteção do barramento CC

#### 4.5. Assemblagem dos Vários Circuitos

Com o objetivo de adaptar todos os circuito de controlo, de aquisição de sinal e bem como, de acionamento de periféricos, foi desenvolvida uma placa de circuito impresso. O desenvolvimento do *layout* de esta placa para acomodação dos é preciso ter perceção da dimensões dos diversos componentes, a escolha e as diferentes possibilidades de alocação destes na área disponível da PCB, este processo requiere uma análise previa. Durante a conceção desta placa para além das características elétricas de cada componentes empregados, já anteriormente explicada, existe a necessidade de ajustar a sua disposição, garantir a distantes de isolamento entre os componentes utilizados no desenvolvimento deste controlador.

##### Integração

Para tal efeito, foi desenvolvida uma placa de circuito impresso através do software PADS,

O layout de dupla face da PCB desenvolvida para o controlador desenvolvido pode ser visto na Figura 4.24, na qual, as ligações da para a face superior está descrita pela cor vermelha. Enquanto as pistas da parte inferior da PCB estão com a cor azul, a tom de cinzento demonstra-se as dimensões físicas dos componentes eletrónicos usados nesta implementação.

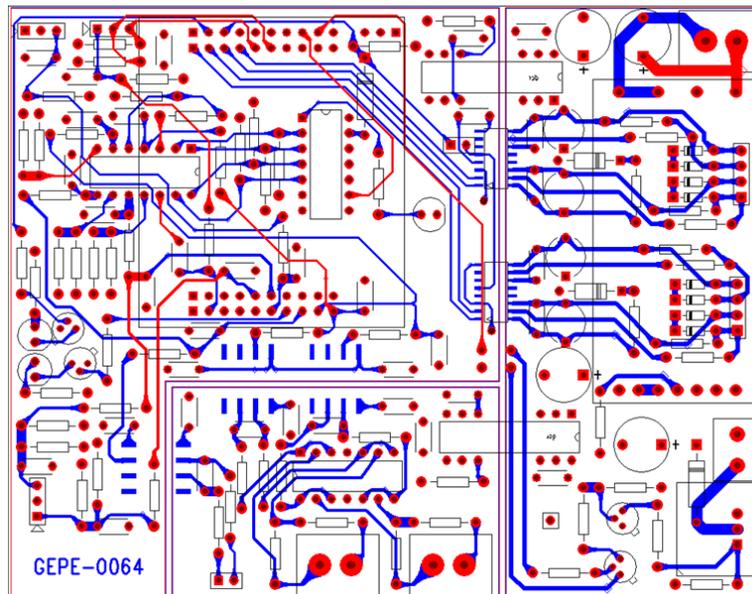


Figura 4.24 – *Layout* da PCB desenvolvida para controlador.

Este *layout* da PCB agrupa todos os circuitos acima referidos com exceção para circuito de proteção da *Gate* do MOSFET. Como é possível verificar existem pela imagem do *layout* existem 3 zonas de isolas. Na zona isolada, alimentada a 3,3 V, está inserido todo sistema de controlo digital, acondicionamento de sinal dos sinais dos sensores de tensão e de corrente elétrica da máquina CC, sensor de temperatura, interruptor de controlo sinal referente ao acelerador e travão. Na zona de 5 V estão colocados elementos referente á parte do setor primário do circuito dos sensores de tensão e corrente da máquina CC. Na zona de 12 V está implementado o circuito de ligar do contator principal e este é alimentado pelo modulo integrado do conversor CC-CC (PTB78560), neste também está implementado circuito de comando dos MOSFETs do conversor de potencia e bem como a montagem *bootstrapped*.

O resultado final pode ser visto na figura XX próximo subcapítulo. Houve algumas alterações/remendos que foram realizadas



Figura 4.25 – Placa de controlo desenvolvida.

Assim, consegue-se que a saída dos drives se encontre muito próxima das gates dos MOSFETs.

Por cima da placa de drive é colocada a placa de condicionamento, proteção e comando, desta derivam todas as alimentações para as restantes circuitos. Esta placa possui também os conetores para interligar todo o sistema ao DSP.

#### **4.6. Conclusão**

Neste capítulo foi descrita a implementação dos sistemas eletrónicos constituintes do controlador, para a máquina eléctrica CC. Foram apresentadas as características e funções de cada um dos elementos constituintes do sistema de controlo e de potência.



# CAPÍTULO 5

## **Adaptações do Motor e Sistema de Controlo ao *kart***

### **5.1. Introdução**

Neste capítulo de pretende-se descrever alguns detalhes de carácter estrutural do kart, bem como para a assemblagem dos elementos constituintes de um kart eléctrico.

Numa primeira etapa são descritos dispositivos estruturais do kart eléctrico, no que respeita ao estado da sua construção, posicionamento dos elementos fundamentais para propulsão deste, sistema de armazenamento e controlador. São também descritos detalhes sobre assemblagem de alguns periféricos.

É realçado a necessidade de sistemas de segurança eléctrica no circuito de potência e ligações entre componentes. São ainda apresentadas as primeiras alterações mecânicas feitas no carro para a instalação do motor eléctrico.

E por fim é feito uma abordagem mecânica do ponto de vista teórico-prático para perceber a potência eléctrica necessária acionar o movimento do kart e a possibilidade de dotar este de mais autonomia.

### **5.2. Módulos Constituintes do *Kart***

Como já relatado anteriormente no processo de desenvolvimento de controlador para um motor CC para desenvolvimento de um kart eléctrico. A fonte de armazenamento da energia eléctrica, bem como toda a logística associada é necessário ter em conta, desce sistema de protecção e forma como estas estão interligados.

#### **5.2.1. Estrutura do Mecânica do *kart***

Para a implementação do kart elétrico o Laboratório de Motores do Departamento de Engenharia Mecânica, procedeu à adaptação da estrutura de uma kart convencional com MCI, apresentado na figuras XX. Onde foram retirados pelos elementos desse laboratório todos os componentes relacionados com MCI, mantendo o travão mecânico.



Figura 5.1 Imagem da estrutura do kart.

A distribuição dos módulos constituintes para estrutura de um kart elétrico é semelhante à apresentada no ponto XXX do capítulo 2. Sendo que nesta estrutura o controlador já incorpora o conversor CC-CC. As baterias esta assembladas nas partes laterais ao assento do condutor, para distribuir uniformemente o sem peso. A maquina CC responsável pela tração do kart esta acoplada na parte traseira( lado direito ) do kart, com é possível ver na figura xx, do outro lada acoplada ao eixo traseiro do kart é possível ver o travão mecânico.

Para transmissão da potência mecânica produzida no eixo da máquina CC para o eixo de rotação onde esta acopladas as rodas, foram empregada engrenagem e interligas por uma corrente. Não existindo engrenagem e a utilização de maquina CC de ímanes permanentes favorece a não utilização destas, foi calculada pelos Engenheiros mecânicos uma relação de transmissão , ( figu) e explicada sucintamente no ponto XXX mais á frente.



Figura 5.2 - Detalhe da construção do kart.

Para a adaptação dos diversos componentes constituintes na estrutura do *kart* , ouve a necessidade de ajustes mecânicos.

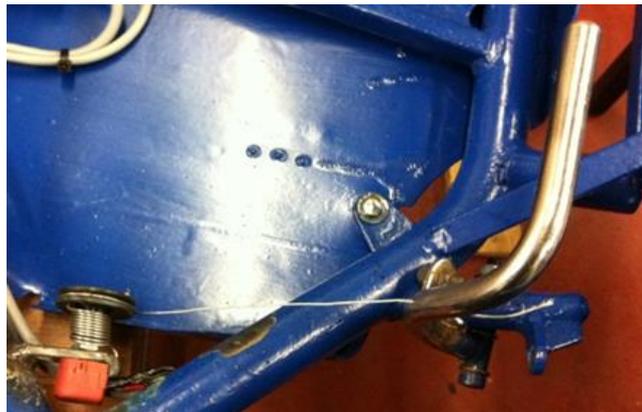


Figura 5.3 Detalhes da colocação do acelerador.

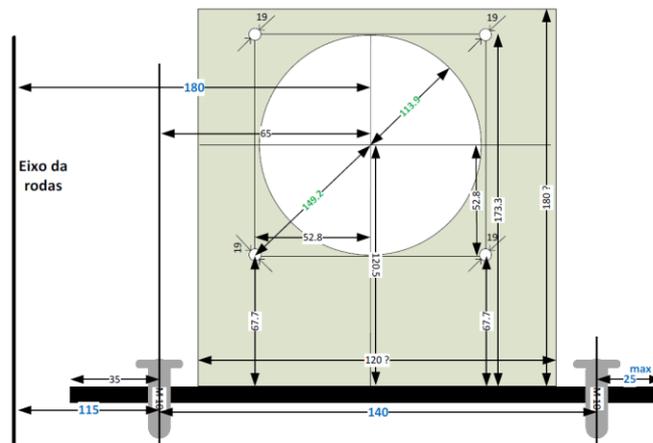


Figura 5.4 Dimensão do molde “L” a para adaptação do motor ME1003.

### 5.2.2. Máquina Elétrica Utilizada

Para o desenvolvimento deste tema de dissertação, como requisito de implementação, a máquina elétrica de corrente contínua com uma potência superior a 7kW. Recentemente, foi comprada a máquina elétrica CC da *Motorenergy* com a referência de ME1003[34], pelo Laboratório de Motores do Departamento de Engenharia Mecânica (parceiro no projeto do *kart* elétrico).



Figura 5.5 - Máquina elétrica ME1003.

Estas características que lhe dão uma mais-valia para aplicação em veículos elétricos de pequeno peso/dimensão, como por exemplo: motos, *karts*, carros de golfe, barcos, geradores eólicos, entre outras possíveis. Este tipo de máquina elétrica pode operar como gerador elétrico sem muitas perdas segundo fabricante[44].

Com já referido o motor ME1003, contem um tipo de construção diferente do motor PMG132, pois a construção de este é mais volumosa e pesada, diferenciando-se também pela forma radial do fluxo do campo magnético que é criado entre estator e rotor. Ou seja

no estator estão dispostos os ímanes permanentes e no rotor a amadura, este segue o formato convencional de uma Máquina CC. Não contem nenhuma forma de melhorar a sua auto refrigeração.

Tabela 5.1 – Características dos motores elétricos segundo [34], [44], [45].

<i>Características</i>	<i>Valor</i>	<i>Observações</i>
<i>Gama de Tensões (V)</i>	<i>12 - 72</i>	
<i>Corrente nominal (A)</i>	<i>~160</i>	<i>400 – máx. 1 min</i>
<i>Potência nominal (kW)</i>	<i>11,5</i>	<i>14,4(alguns sites)</i>
<i>Velocidade nominal (rpm)</i>	<i>2800</i>	<i>Em carga (+-250)</i>
<i>Binário nominal (N.m)</i>	<i>38</i>	<i>-</i>
<i>Binário máximo (N.m)</i>	<i>108</i>	<i>-</i>
<i>Resistência (<math>\Omega</math>)</i>	<i>0,012</i>	<i>-</i>
<i>Indutância (mH)</i>	<i>54</i>	<i>-</i>
<i>Inércia (kg. m<sup>2</sup>)</i>	<i>0.009</i>	<i>(Calculado)</i>
<i>Peso (kg)</i>	<i>18</i>	<i>-</i>
<i>Densidade kW/kg</i>	<i>0.64</i>	<i>-</i>
<i>Preço (€)</i>	<i>~936</i>	<i>Sem taxas</i>

Falar do pico deste e relação odes transmissão para as rodas. E cálculos possíveis

### 5.2.3. Controlador da Máquina CC

O protótipo para controlar a máquina CC de imanas permanentes pode ser observado na Figura 5.6.

As funcionalidades são processar os sinais emitidos pelo condutor para acionar o movimento do kart, através dos pedais do acelerador e travão. Para tal, o conversor de potência a desenvolver será atuado de modo a regular os fluxos de energia entre o motor elétrico e o sistema de armazenamento de energia durante a aceração e a travagem do kart para rentabilizar toda a energia disponível para o movimento deste.

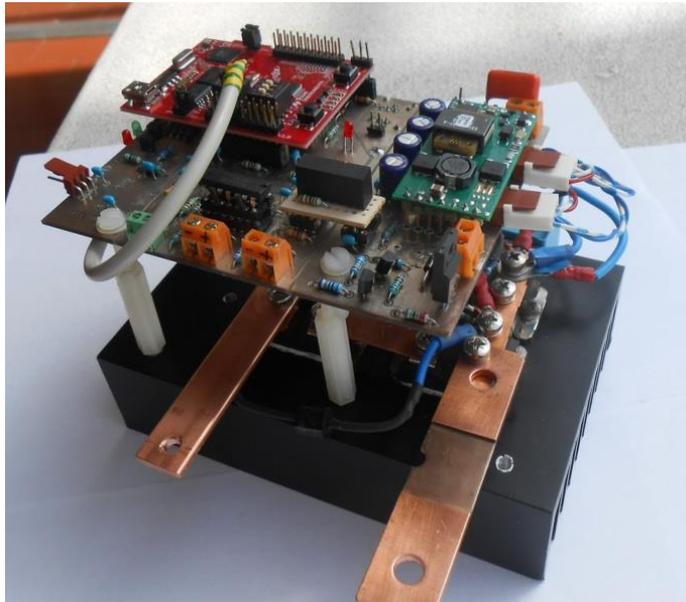


Figura 5.6 - Imagem do protótipo desenvolvido.

### 5.2.4. Banco de Baterias Elétricas

As baterias disponíveis para aplicação num *kart* são as baterias de ácido-chumbo de ciclo profundo da marca *POWER*, com a referencia *WCG-U1*. Esta tem características de 12 V tensão máxima carga de 14 V. Capacidade nominal de 33 A (fonte).

Estas foram colocadas em serie num pack de 6, que totalizado assim uma tensão de alimentação do banco de baterias de 72 V e uma potencia disponível de 2,36 kW/h.



Figura 5.7 - Bateria WCG-U1 disponível.

Visto que testes com outros controladores em pista e bancada verificou-se incapacidade de estas em acionar o *kart* de forma conveniente, foi feito ainda no âmbito deste projeto um estudo de possibilidade de investimento para aquisição de umas novas baterias para o *kart*. Seguido dados anteriormente conhecido e demonstrados nesta dissertação.

### 5.3. Sistemas de Segurança

No que respeita, a sistema de segurança por norma os veículos elétricos estão dotados de um fusível e de contactor principal, que se encontra em serie entre o banco de bateria e o conversor de potência utilizada.

O fusível utilizado deve estar ao mais perto possível do terminal positivo do pack de baterias, pois caso ocorra algum problema no sistema de conversor ou de tração e atuar o mais rápido possível e protegendo o banco de baterias de curto-circuito, pois a ocorrência de tal situação, dependendo da tecnologia de baterias, estas poderiam explodir no pior caso. O fusível utilizado é dimensionado para 300 A, é possível verificar na figura XX.

Durante a fase de testes em banca foi utilizada um disjuntor de 32 A, com intuito de proteger as fontes de alimentação que estavam a emular o pack baterias e também proteger o circuito do conversor de potência caso algo acontecesse de errado.

O contactor principal tem como princípio ligar e desligar todo o sistema elétrico do circuito de potência do *kart* elétrico. Este possui uma resistência de 100  $\Omega$  de 25W em paralelo com seus terminais principais, pois a finalidade desta é servir de circuito de pré-carga do barramento de condensadores do conversor de potência. Se esta resistência existir ao ligar o contactor principal provocará um pico de corrente passível de queimar os fusíveis, danificar as baterias ou até os próprios terminais de contato.

Este contactor tem características de normalmente aberto, e funciona como a chave do veículo, ou seja, só quando os terminais da bobina de contacto estiverem alimentados

é que este ligará o pack de bateria ao restante parte do circuito de potência. Existe ainda a necessidade de colocar um diodo em antiparalelo com a bobine de contator pois este como elemento indutivo, ao desligar, esta vai tentar manter a corrente e originará um pico de tensão podendo danificar circuitos periféricos.

#### 5.4. Considerações Mecânicas Sobre o *Kart*

Neste subcapítulo pretende-se dar conhecer algumas estimações mecânicas no que respeita à componente da energia despendida para provocar a tração/ movimento do *kart*. Primeiramente alguns conceitos teóricos meramente explicativos e depois descrição do caso na pratica.

Para provocar esse movimento, o veículo está sujeito a um conjunto de forças, favoráveis ou contrarias ao sentido de movimento. As forças resistentes ao movimento podem ser a por resistência do rolamento, resistência ar e por inclinação da pista contrária ao movimento. Já ao nível de força que realiza trabalho temos a tração do motor elétrico. Na Figura 5.8 é possível ver o um diagrama representativo daas forças presentes na aplicação de movimento ao um veiculo[5][46].

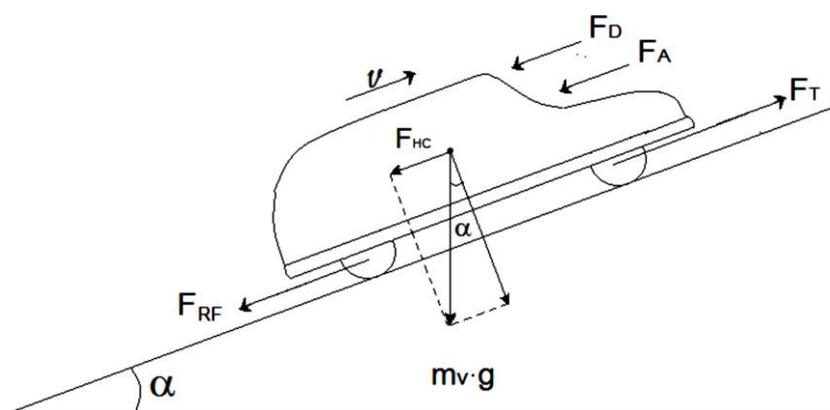


Figura 5.8 – Diagrama de forças influentes na tração de VE, adaptada de [46].

A força de resistente ao movimento por inclinação  $F_{HC}$  da pista é consequente da movimentação do peso de um veiculo ao logo de uma plano inclinado. A força de resistência ao rolamento  $F_{RF}$  é obtida pelo atrito entre a pneu do veiculo e piso da pista onde este circula. A força de resistência do ar  $F_A$ , acontece de devido ao atrito entre o corpo do veiculo de e o ar que se opõe ao movimento deste.

Então a soma de todas as forças associadas ao movimento terão de ser iguais ou inferior à força total de tração  $F_{tt}$  (equação (5.1)) para gerar movimento de um veículo:

$$F_{tt} = F_{RF} + F_{HC} + F_A + F_T \quad (5.1)$$

Para gerar movimento é necessário produzir uma aceleração  $a$  e conseqüentemente desenvolverá uma velocidade  $v$ , e na qual esta força de tração  $F_T$  trabalhará, esta é dada pela equação (5.2):

$$F_T = M \times a \quad (5.2)$$

Onde,  $M$  é a massa total do veículo em Kg.

A força de tração é a responsável proporcionar o movimento da máquina, esta é aplicada à roda por meio de uma relação de transmissão  $G$ , que liga o binário produzido pela máquina elétrica ao binário aplicado numa roda do veículo

$$F_T = \left( M + J \times \frac{G^2}{n_g \times r^2} \right) \times a \quad (5.3)$$

Onde,  $J$  é o momento de inércia da máquina elétrica ( $\text{kg.m}^2$ ),  $G$  é a relação de transmissão,  $n_g$  é a eficiência da transmissão,  $r$  é o raio da roda (m) e  $a$  é a aceleração linear ( $\text{m/s}^2$ ). Sendo possível perceber o trabalho da força de tração  $F_T$  para provocar um movimento, segundo o diagrama apresentado na Figura 5.9

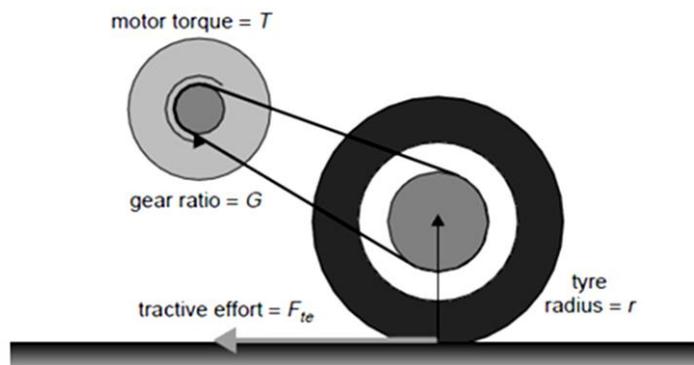


Figura 5.9 – Relação de transmissão entre eixo do motor e roda fonte [5].

A força de tração é a responsável proporcionar o movimento da máquina, esta é aplicada à roda por meio de uma relação de transmissão  $G$ , que liga o binário produzido pela máquina elétrica ao binário aplicado numa roda do veículo. Sendo que o binário é dado equação (5.4) e onde o valor de  $G=1,83$  de  $r= 0.128$  m e e  $F_T$  de  $329,8$  N

$$T = \frac{F_T \times r}{G} = \quad (5.4)$$

No respeito á massa total do kart esta foi estimada segundo os dados facultados pelos docentes ligados à parte mecânica deste.

A massa total do veículo foi estimada com base em valores pesquisados para veículos deste porte. Sabe-se que a parcela mais significativa da massa de um kart elétrico cercade 40 kg , aproximadamente entre. Considerando um peso médio para o piloto de 70 kg, baterias de 13 kg cada e para o motor Me 11 kg,. Admitiu-se a hipótese inicial de uso de 4 baterias de 12 V para o cálculo da massa do veículo. A massa total do veículo é dada pela equação

Esta é dada :

$$M = m_p + m_{bb} + m_{me} + m_c + m_{ch} \quad (5.5)$$

$$M = (70 + (6 \times 13) + 18 + 40 + 2,5) = 202,5 \text{ kg} \quad (5.6)$$

Onde:

- $m_p$ : Massa do Piloto;
- $m_{bb}$ : Massa do banco de baterias (cada uma 13 kg);
- $m_{me}$ : Massa da maquina elétrica;
- $m_{ch}$ : Massa do Chassi do kart e demais componentes;
- $m_c$ : Massa do Sistema do controlador.

Como já referido anteriormente o banco de bateriar tem uma pesos de XX e ee uma potencias disponível de XX kWh e uma pesos se xX ,

pela descrição da maquina CC de sabemos que pode desenvolver uma potencias de XX W e um binário no seu eixo de XX Nm ,

Segundo uma folha de calculo facultado a pelo coorientador xXX da na qual é possível aliar a dinâmica mecânica da estrutura e do movimento desta

# CAPÍTULO 6

## Resultados Experimentais

### 6.1. Introdução

No presente capítulo pretende-se apresentar os resultados de funcionamento de cada uma das partes constituintes. Numa primeira etapa para o módulo de potência, posteriormente módulo de controlo e para os módulos de segurança.

Para teste do módulo de potência foram testados os MOSFET's e seu comando através do circuito de driver implementado, seguindo algumas etapas com segurança.

Para o modulo de controlo e periféricos .....

Numa primeira fase para realização de teste em bancada

## 6.2. Validação dos Sensores

### 6.3. Validação Circuito de Comando e MOSFET

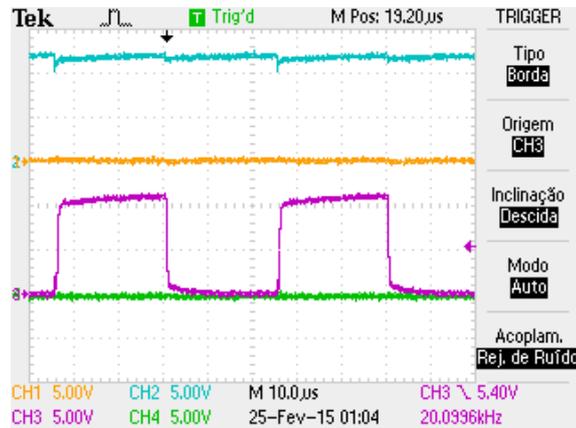


Figura 6.1 – Resultado de acionar de MOSFET.

### 6.4. Validação da Conversores CC–CC de Potência

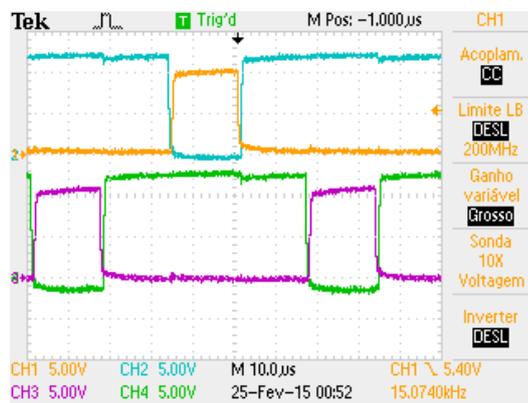


Figura 6.2 - Resultado do acionamento do conversor CC-CC de potência.

## 6.5. Resultados experimentais em bancada

### Logística para teste em bancada

Para o teste e validação do acionamento de motor CC ME1003 às suas características nominais, foi necessário implementar hardwares extra por forma a termos pelo menos os 7kW de energia elétrica para validação de resultados.

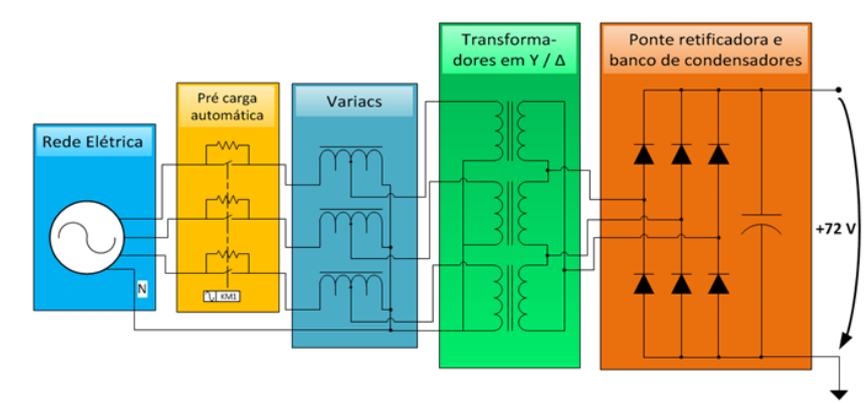


Figura 6.3.- Esquema elétrico para testar em bancada a máquina CC a 7 kW.

Para tal fui utilizado os elementos abaixo descritos para que na saída do sistema fosse possível obter o valor nominal de 72 V para o teste ao controlador.

Para tal utilizaram-se a rede elétrica trifásica para fornecer essa energia. Se seguida foi implementado um circuito de pré-carga, com o intuito de limitar o *inrush* da corrente elétrica <sup>2</sup>provocada pelas cargas indutivas presente no diagrama .

Para que o colocar o valor da tensão no barramento CC, no valor pretendido foram utilizados *varics* , numa montagem de autotransformador elevador no qual este interligavam com os transformadores de 10 kVa numa configuração estrela triângulo, com uma relação de 230 V no primário e 25 V no secundário do transformador.

A saída de configuração dos transformadores em estrela-triângulo são retificados pelos díodos de módulos do IGBTs danificados com refe XX. Este tinham capacidade de condução de XXX A de corrente elétricas, utilizou-se uma barramento de condensadores de cerca de 1mF para tornar a tensão continua no tempo , como o representado na figura XXXX .

<sup>2</sup> Acontecimentos de variação muito rápida num curto espaço temporal a blas

Aos terminais deste da obtínhamos então o valor de tensão para aplicar controlador para esta acionar o motor na bancada de testes.

Resultados experimentais no *Kart*

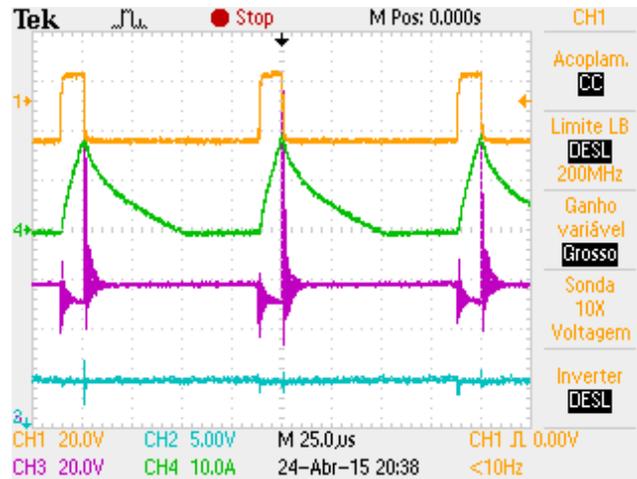


Figura 6.4 Sem compensação no barramento CC.

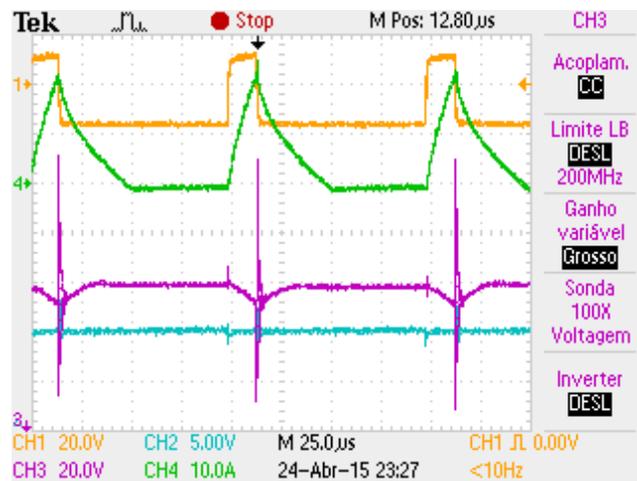


Figura 6.5 Com *snuber* no barramento CC.

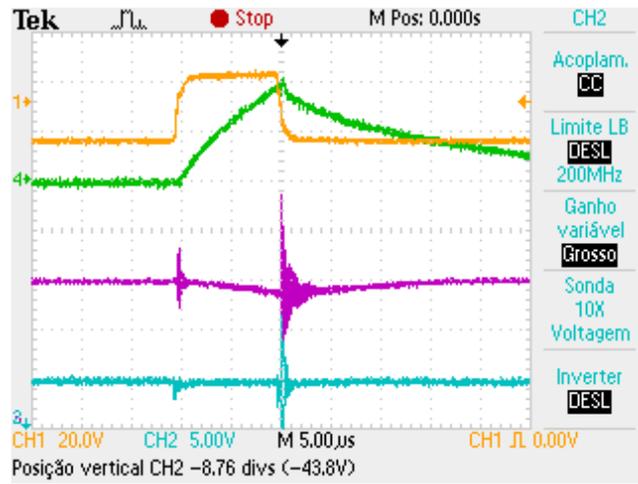


Figura 6.6 Com snuber e T.V.S. no barramento CC.

# **CAPÍTULO 7**

## **Conclusões**

### **7.1. Conclusões**

## **7.2. Sugestões para Trabalho Futuro**

## Referências

- [1] A. Williams, “Role of fossil fuels in electricity generation and their environmental impact,” *Sci. Meas. Technol. IEE Proc. A*, vol. 140, no. 1, pp. 8–12, Jan. 1993, ISSN: 0960-7641.
- [2] Associação Nacional dos Engenheiros Técnicos, “Revista Tecnologia e Vida - Associação Nacional dos Engenheiros Técnicos - srnorte.oet.pt,” 6, 2010. [Online]. Available: [http://www.srnorte.oet.pt/docs/revistas/revista\\_6.pdf](http://www.srnorte.oet.pt/docs/revistas/revista_6.pdf). [Accessed: 07-Nov-2015].
- [3] ZEEV, “ZEEV – Zero Emission Electric Vehicle,” 2014. [Online]. Available: <http://www.zeev.pt/quem-somos/missao/>. [Accessed: 24-Oct-2014].
- [4] “New FIA Formula E Championship | Federation Internationale de l’Automobile.” [Online]. Available: <http://www.fia.com/news/new-fia-formula-e-championship>. [Accessed: 24-Oct-2014].
- [5] J. Larminie and J. Lowry, *Electric Vehicle Technology Explained*. Chichester, UK: John Wiley & Sons, Ltd, 2012. doi: 10.1002/9781118361146.
- [6] “Electric Cars Will Change the Way You Power Your Home | TIME.” [Online]. Available: <http://time.com/2981460/electric-cars-home-solar/>. [Accessed: 25-Oct-2015].
- [7] “Veículos Eléctricos - | Prós e Contras.” [Online]. Available: <http://www.veiculoselectricospt.com/pros-e-contras/>. [Accessed: 25-Oct-2015].
- [8] “Regulamento de circuitos karting CIK-FIA.” [Online]. Available: [http://www.fpak.pt/sites/default/files/competicoes/karting/\\_regulamentos/9701-regulamento\\_de\\_circuitos\\_cik-fia.pdf](http://www.fpak.pt/sites/default/files/competicoes/karting/_regulamentos/9701-regulamento_de_circuitos_cik-fia.pdf). [Accessed: 20-Sep-2015].
- [9] “Biography | Fernando Alonso Official Site.” [Online]. Available: <http://www.fernandoalonso.com/en/bio/>. [Accessed: 21-Sep-2015].
- [10] L. Streit, M. Kubik, J. Holecek, and M. Horan, “Concept of electric kart with LiFeYPO4 batteries,” *2011 Int. Conf. Appl. Electron.*, pp. 1–4, 2011, ISSN: 1803-7232.
- [11] “Kart Motor campeonato .” [Online]. Available: <http://www.kartmotor.com.br/web/index.php?menu=GaleriaFotos&evento=136&galeria=216>. [Accessed: 21-Sep-2015].
- [12] E. D. Tate, M. O. Harpster, and P. J. Savagian, “The Electrification of the Automobile: From Conventional Hybrid, to Plug-in Hybrids, to Extended-Range Electric Vehicles,” *SAE Int. J. Passeng. Cars - Electron. Electr. Syst.*, vol. 1, no. 1, pp. 156–166, Apr. 2008. doi: 10.4271/2008-01-0458, ISSN: 1946-4622.
- [13] [www.kartelectrico.com](http://www.kartelectrico.com), “Pros y Contras.” [Online]. Available: [http://www.kartelectrico.com/Pros\\_y\\_Contras.html](http://www.kartelectrico.com/Pros_y_Contras.html). [Accessed: 24-Oct-2014].
- [14] C. Cardoso, J. Ferreira, V. Alves, and R. E. Araújo, “The design and implementation of an electric go-kart for education in motor control,” in *International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, 2006. SPEEDAM 2006*, 2006, vol. 2006, pp. 1489–1494. doi: 10.1109/SPEEDAM.2006.1650003.
- [15] X. D. Xue, K. W. E. Cheng, and N. C. Cheung, “Selection of electric motor drives for electric vehicles,” in *Power Engineering Conference, 2008. AUPEC '08. Australasian Universities*, 2008, pp. 1–6.
- [16] I. Husain, *Electric and Hybrid Vehicles: Design Fundamentals*. 2003. doi: 10.1109/MCD.2005.1517392, ISSN: 8755-3996.
- [17] “e-kart .” [Online]. Available: <http://www.e-kart.fr/index.php?lang=en>. [Accessed: 25-Oct-2014].
- [18] “The Cap Kart (v2.0).” [Online]. Available: <http://web.mit.edu/first/kart/>. [Accessed: 30-Oct-2014].
- [19] “PROKART EVO electric Go Carts for go-kart track business.” [Online]. Available: <http://otlkart.com/storm-series-prokart-evo.html>. [Accessed: 18-Sep-2015].
- [20] “Sodi Prototype - The karts - Sodikart.” [Online]. Available: <http://www.sodikart.com/en/karts-sodi-prototype.html>. [Accessed: 22-Oct-2015].
- [21] M. Ehsani, Y. Gao, and A. Emadi, *Modern electric, hybrid electric, and fuel cell vehicles: fundamentals, theory, and design*. 2009.

- [22] K. Vitols, N. Reinberg, A. Sokolovs, and I. Galkin, “Drive selection for electric kart,” *Proc. 14th Int. Power Electron. Motion Control Conf. EPE-PEMC 2010*, pp. 15–18, Sep. 2010. doi: 10.1109/EPEPEMC.2010.5606882.
- [23] A. Hughes, *Electric Motors and Drives: Fundamentals, Types and Applications*. Newnes, 2005.
- [24] Electrical Engineering Stack Exchange, “Motor - Explanation for Differing Stator Winding Orientations.” [Online]. Available: <http://electronics.stackexchange.com/questions/45314/explanation-for-differing-stator-winding-orientations>. [Accessed: 25-Oct-2014].
- [25] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, *Power Electronics: Converters, Applications and Design*, no. October. 2003. doi: 10.1016/S0026-2692(97)87859-7, ISSN: 1068-3712.
- [26] R. Krishnan, *Electric motor drives: modeling, analysis, and control*. 2001.
- [27] H. Toliyat and G. Kliman, *Handbook of electric motors*. 2004.
- [28] S. F. Tie and C. W. Tan, “A review of energy sources and energy management system in electric vehicles,” *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 20, pp. 82–102, Apr. 2013. doi: 10.1016/j.rser.2012.11.077, ISSN: 13640321.
- [29] Z. Stevic, *New Generation Electric Vehicles*. 2012.
- [30] “Le Mans 24 Hours 2015: The insider’s guide from the pitwall at La Sarthe | Sport | The Guardian.” [Online]. Available: <http://www.theguardian.com/sport/2015/jun/11/le-mans-24-hours-2015-leena-gade-audi-world-endurance-championship-insiders-guide-from-the-pitwall-at-la-sarthe>. [Accessed: 22-Oct-2015].
- [31] “Porsche Unveils Stunning Hybrid Race Car.” [Online]. Available: <https://www.thehybridwire.com/porsche-unveils-hybrid-race-car/>. [Accessed: 22-Oct-2015].
- [32] C. C. Chan, “State-of-art of energy system for new energy vehicles,” *2008 IEEE Veh. Power Propuls. Conf.*, pp. 1–8, Sep. 2008. doi: 10.1109/VPPC.2008.4677574.
- [33] “PSIM Simulation Software - Powersim Inc. | Powersim.” [Online]. Available: <http://powersimtech.com/products/psim/>. [Accessed: 25-Oct-2014].
- [34] “ME1003 Brush-Type DC Motor.” [Online]. Available: <http://www.motenergy.com/me1003.html>. [Accessed: 28-Oct-2014].
- [35] “Datasheet - STE140NF20D, N-channel 200 V, 10 mOhm, 140 A, II Power MOSFET (with fast diode) - STMicroelectronics.” [Online]. Available: <http://www.st.com/st-web-ui/static/active/en/resource/technical/document/datasheet/CD00222025.pdf>. [Accessed: 28-Oct-2015].
- [36] “ADUM3223 | datasheet and product info 3 kV rms Isolated Precision Half-Bridge Driver, 4 A Output | Analog Devices.” [Online]. Available: <http://www.analog.com/en/products/interface-isolation/isolation/isolated-gate-drivers/adum3223.html#product-overview>. [Accessed: 25-Oct-2015].
- [37] “Datasheet - BZW50-100B | Diodo TVS Bidireccional, BZW50-100B, 5000W | STMicroelectronics.” [Online]. Available: <http://pt.rs-online.com/web/p/diodos-tvs/7147011/>. [Accessed: 12-Oct-2015].
- [38] “AMC1200 | Isolation Amplifier | Isolated Shunt-Based | Description & parametrics.” [Online]. Available: <http://www.ti.com/product/amc1200>. [Accessed: 12-Oct-2015].
- [39] “LM35 | Analog Output | Local Temperature Sensors | Description & parametrics.” [Online]. Available: <http://www.ti.com/product/LM35/description>. [Accessed: 25-Oct-2015].
- [40] “C2000 Piccolo LaunchPad - LAUNCHXL-F28027 - TI Tool Folder.” [Online]. Available: <http://www.ti.com/tool/launchxl-f28027#descriptionArea>. [Accessed: 25-Oct-2015].

- [41] “PTB48560C | Standard Brick Module | Isolated Module | Description & parametrics.” [Online]. Available: <http://www.ti.com/product/ptb48560c/description>. [Accessed: 25-Oct-2015].
- [42] “TI DCR01 Series datasheet.” [Online]. Available: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/dcr011205.pdf>. [Accessed: 25-Oct-2015].
- [43] “DCR011205 | 1W & 2W Miniature Module | Isolated Module | Description & parametrics.” [Online]. Available: <http://www.ti.com/product/DCR011205/description>. [Accessed: 25-Oct-2015].
- [44] “DC Motor - HEINZMANN GmbH & Co. KG.” [Online]. Available: <http://www.heinzmann.com/en/electric-motors-and-hybrid-drives/pancake/dc-motor>. [Accessed: 05-Nov-2014].
- [45] “Motenergy ME-1003 Brush-Type Permanent Magnet DC Motor.” [Online]. Available: [http://www.evdrives.com/product\\_p/mot-me1003.htm](http://www.evdrives.com/product_p/mot-me1003.htm). [Accessed: 31-Oct-2014].
- [46] C. M. Lungoci, M. Georgescu, and M. D. Calin, “Electrical motor types for vehicle propulsion,” *2012 13th Int. Conf. Optim. Electr. Electron. Equip.*, no. 1, pp. 635–640, May 2012. doi: 10.1109/OPTIM.2012.6231985.



# Apêndice I

## Características do MOSFET



### STE140NF20D

N-channel 200 V, 10 mΩ typ., 140 A STripFET™ II Power MOSFET (with fast diode) in an ISOTOP package

Datasheet – production data

#### Features

Type	V <sub>DSS</sub>	R <sub>DS(on)</sub> max	I <sub>D</sub>
STE140NF20D	200 V	< 0.012 Ω	140 A

- Exceptional dv/dt capability
- Low gate charge
- 100% avalanche tested

#### Applications

Switching applications

#### Description

This Power MOSFET is produced using STMicroelectronics' unique STripFET™ process, which is specifically designed to minimize input capacitance and gate charge. The device offers extremely fast switching performance thanks to the intrinsic fast body diode, making the device ideal for hard switching topologies.

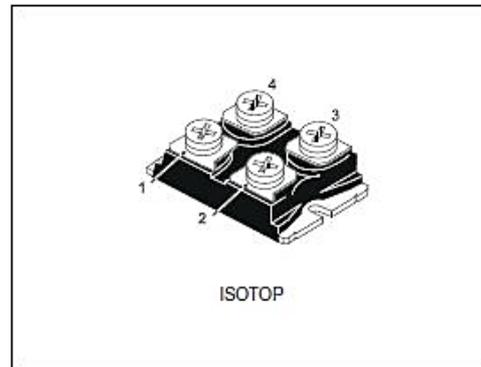


Figure 1. Internal schematic diagram

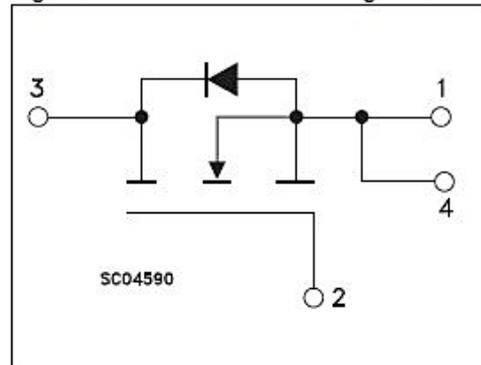


Table 1. Device summary

Order code	Marking	Package	Packaging
STE140NF20D	140NF20D	ISOTOP	Tube

## 1 Electrical ratings

**Table 2. Absolute maximum ratings**

Symbol	Parameter	Value	Unit
$V_{DS}$	Drain-source voltage	200	V
$V_{GS}$	Gate-source voltage	$\pm 20$	V
$I_D$	Drain current (continuous) at $T_C = 25\text{ }^\circ\text{C}$	140	A
$I_D$	Drain current (continuous) at $T_C=100\text{ }^\circ\text{C}$	88	A
$I_{DM}^{(1)}$	Drain current (pulsed)	560	A
$P_{TOT}$	Total dissipation at $T_C = 25\text{ }^\circ\text{C}$	500	W
$I_{AR}^{(2)}$	Avalanche current, repetitive or not repetitive	140	A
$E_{AS}^{(3)}$	Single pulse avalanche energy	800	mJ
$dv/dt^{(4)}$	Peak diode recovery voltage slope	25	V/ns
$V_{ISO}$	Insulation withstand voltage (AC-RMS)	2500	V
$T_J$ $T_{stg}$	Operating junction temperature Storage temperature	- 55 to 150	$^\circ\text{C}$

1. Pulse width limited by safe operating area
2. Pulse width limited by  $T_{Jmax}$
3. Strating  $T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$ ,  $I_D = I_{AR}$ ,  $V_{DD} = 50\text{ V}$
4.  $I_{SD} \leq 140\text{ A}$ ,  $dI/dt \leq 1000\text{ A}/\mu\text{s}$ ,  $V_{DD} \leq 80\% V_{(BR)DSS}$

**Table 3. Thermal resistance**

Symbol	Parameter	Value	Unit
$R_{thj-case}$	Thermal resistance junction-case	0.25	$^\circ\text{C}/\text{W}$
$R_{thj-amb}$	Thermal resistance junction-ambient	40	$^\circ\text{C}/\text{W}$

## 2 Electrical characteristics

( $T_{CASE} = 25\text{ °C}$  unless otherwise specified)

**Table 4. On/off states**

Symbol	Parameter	Test conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$V_{(BR)DSS}$	Drain-source breakdown voltage	$I_D = 1\text{ mA}$ , $V_{GS} = 0$	200			V
$I_{DSS}$	Zero gate voltage drain current ( $V_{GS} = 0$ )	$V_{DS} = 200\text{ V}$ , $V_{DS} = 200\text{ V}$ , $T_C = 125\text{ °C}$			10 100	$\mu\text{A}$ $\mu\text{A}$
$I_{GSS}$	Gate body leakage current ( $V_{DS} = 0$ )	$V_{GS} = \pm 20\text{ V}$			$\pm 100$	nA
$V_{GS(th)}$	Gate threshold voltage	$V_{DS} = V_{GS}$ , $I_D = 250\text{ }\mu\text{A}$	2	3	4	V
$R_{DS(on)}$	Static drain-source on resistance	$V_{GS} = 10\text{ V}$ , $I_D = 70\text{ A}$		10	12	m $\Omega$

**Table 5. Dynamic**

Symbol	Parameter	Test conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$C_{iss}$	Input capacitance	$V_{DS} = 25\text{ V}$ , $f = 1\text{ MHz}$ , $V_{GS} = 0$	-	11100	-	pF
$C_{oss}$	Output capacitance			2190		pF
$C_{rss}$	Reverse transfer capacitance			334		pF
$C_{o(tr)}^{(1)}$	Equivalent capacitance time related	$V_{DS} = 0\text{ to }160\text{ V}$ , $V_{GS} = 0$ ,	-	1525	-	pF
$C_{o(er)}^{(2)}$	Equivalent capacitance energy related			1139		pF
$R_g$	Intrinsic gate resistance	$f = 1\text{ MHz}$ open drain	-	1.4	-	$\Omega$
$Q_g$	Total gate charge	$V_{DD} = 160\text{ V}$ , $I_D = 140\text{ A}$ , $V_{GS} = 10\text{ V}$ (see Figure 16)	-	338	-	nC
$Q_{gs}$	Gate-source charge			47		nC
$Q_{gd}$	Gate-drain charge			183		nC

1. Time related is defined as a constant equivalent capacitance giving the same charging time as  $C_{oss}$  when  $V_{DS}$  increases from 0 to 80%  $V_{DSS}$
2. Energy related is defined as a constant equivalent capacitance giving the same stored energy as  $C_{oss}$  when  $V_{DS}$  increases from 0 to 80%  $V_{DSS}$

# Apêndice II

## Driver de MOSFET



### Isolated Precision Half-Bridge Driver, 4 A Output

Data Sheet

ADuM3223/ADuM4223

#### FEATURES

4 A peak output current

Working voltage

High-side or low-side relative to Input: 565 V peak

High-side to low-side differential: 800 V peak

High frequency operation: 1 MHz maximum

3.3 V to 5 V CMOS input logic

4.5 V to 18 V output drive

UVLO at 2.5 V<sub>DD1</sub>

ADuM3223A/ADuM4223A UVLO at 4.1 V<sub>DD2</sub>

ADuM3223B/ADuM4223B UVLO at 7.0 V<sub>DD2</sub>

ADuM3223C/ADuM4223C UVLO at 11.0 V<sub>DD2</sub>

Precise timing characteristics

49 ns maximum isolator and driver propagation delay

5 ns maximum channel-to-channel matching

CMOS input logic levels

High common-mode transient immunity: > 50 kV/μs

Enhanced system-level ESD performance per IEC 61000-4-x

High junction temperature operation: 125°C

Default low output

Safety and regulatory approvals

ADuM3223 narrow body, 16-lead SOIC

UL 1577 3000 V rms input-to-output withstand voltage

ADuM4223 wide body, 16-lead SOIC

UL 1577 5000 V rms input-to-output withstand voltage

Qualified for automotive applications

#### APPLICATIONS

Switching power supplies

Isolated IGBT/MOSFET gate drives

Industrial inverters

#### GENERAL DESCRIPTION

The ADuM3223/ADuM4223<sup>1</sup> are 4 A isolated, half-bridge gate drivers that employ the Analog Devices, Inc., iCoupler<sup>®</sup> technology to provide independent and isolated high-side and low-side outputs. The ADuM3223 provides 3000 V rms isolation in the narrow body, 16-lead SOIC package, and the ADuM4223 provides 5000 V rms isolation in the wide body, 16-lead SOIC package. Combining high speed CMOS and monolithic transformer technology, these isolation components provide outstanding performance characteristics superior to the alternatives, such as the combination of pulse transformers and gate drivers.

The ADuM3223/ADuM4223 isolators each provide two independent isolated channels. They operate with an input supply ranging from 3.0 V to 5.5 V, providing compatibility with lower voltage systems. In comparison to gate drivers employing high voltage level translation methodologies, the ADuM3223/ADuM4223 offer the benefit of true, galvanic isolation between the input and each output. Each output may be continuously operated up to 560 V peak relative to the input, thereby supporting low-side switching to negative voltages. The differential voltage between the high-side and low-side may be as high as 800 V peak.

As a result, the ADuM3223/ADuM4223 provide reliable control over the switching characteristics of IGBT/MOSFET configurations over a wide range of positive or negative switching voltages.

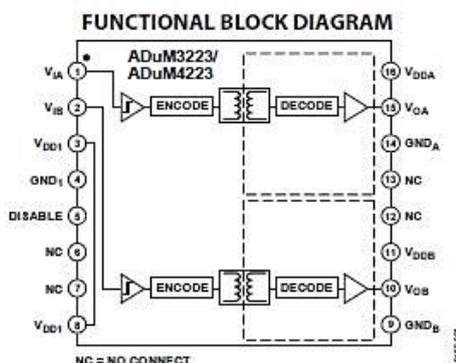


Figure 1.

<sup>1</sup> Protected by U.S. Patents 5,952,849; 6,873,065; 7,075,239. Other patents pending.

Rev. B

Document Feedback

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties that may result from its use. Specifications subject to change without notice. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices. Trademarks and registered trademarks are the property of their respective owners.

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.  
Tel: 781.329.4700 ©2012–2013 Analog Devices, Inc. All rights reserved.  
Technical Support [www.analog.com](http://www.analog.com)

**ADuM3223/ADuM4223**

**Data Sheet**

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS—3.3 V OPERATION**

All voltages are relative to their respective ground.  $3.0\text{ V} \leq V_{DD1} \leq 3.6\text{ V}$ ,  $4.5\text{ V} \leq V_{DD2} \leq 18\text{ V}$ , unless stated otherwise. All minimum/maximum specifications apply over  $T_1 = -40^\circ\text{C}$  to  $125^\circ\text{C}$ . All typical specifications are at  $T_1 = 25^\circ\text{C}$ ,  $V_{DD1} = 3.3\text{ V}$ ,  $V_{DD2} = 12\text{ V}$ . Switching specifications are tested with CMOS signal levels.

**Table 2.**

Parameter	Symbol	Min	Typ	Max	Unit	Test Conditions
<b>DC SPECIFICATIONS</b>						
Input Supply Current, Quiescent	$I_{DD1(Q)}$		0.87	1.4	mA	
Output Supply Current, Per Channel, Quiescent	$I_{DD2(Q)}$		2.3	3.2	mA	
Supply Current at 1 MHz						
$V_{DD1}$ Supply Current	$I_{DD1(1)}$		1.1	1.5	mA	Up to 1 MHz, no load
$V_{DD2}/V_{SD2}$ Supply Current	$I_{DD2}/I_{SD2(Q)}$		5.6	8.0	mA	Up to 1 MHz, no load
Input Currents	$I_{IH}, I_{IL}$	-10	+0.01	+10	$\mu\text{A}$	$0 \leq V_{IH}, V_{IL} \leq V_{DD1}$
Logic High Input Threshold	$V_{IH}$	$0.7 \times V_{DD1}$			V	
Logic Low Input Threshold	$V_{IL}$			$0.3 \times V_{DD1}$	V	
Logic High Output Voltages	$V_{OH1}, V_{OH2}$	$V_{DD2} - 0.1$	$V_{DD2}$		V	$I_{OH} = -20\text{ mA}$ , $V_{IK} = V_{OH}$
Logic Low Output Voltages	$V_{OL1}, V_{OL2}$		0.0	0.15	V	$I_{OL} = +20\text{ mA}$ , $V_{IK} = V_{OL}$
Undervoltage Lockout, $V_{DD2}$ Supply						
Positive Going Threshold	$V_{DD2UV+}$		4.1	4.4	V	A-grade
Negative Going Threshold	$V_{DD2UV-}$	3.2	3.6		V	A-grade
Hysteresis	$V_{DD2UVH}$		0.5		V	A-grade
Positive Going Threshold	$V_{DD2UV+}$		6.9	7.4	V	B-grade
Negative Going Threshold	$V_{DD2UV-}$	5.7	6.2		V	B-grade
Hysteresis	$V_{DD2UVH}$		0.7		V	B-grade
Positive Going Threshold	$V_{DD2UV+}$		10.5	11.1	V	C-grade
Negative Going Threshold	$V_{DD2UV-}$	8.9	9.6		V	C-grade
Hysteresis	$V_{DD2UVH}$		0.9		V	C-grade
Output Short-Circuit Pulsed Current <sup>1</sup>	$I_{OS1(C)}, I_{OS2(C)}$	2.0	4.0		A	$V_{DD2} = 12\text{ V}$
Output Pulsed Source Resistance	$R_{OA}, R_{OH}$	0.3	1.1	3.0	$\Omega$	$V_{DD2} = 12\text{ V}$
Output Pulsed Sink Resistance	$R_{OA}, R_{OH}$	0.3	0.6	3.0	$\Omega$	$V_{DD2} = 12\text{ V}$
<b>SWITCHING SPECIFICATIONS</b>						
Pulse Width <sup>2</sup>	PW	50			ns	$C_L = 2\text{ nF}$ , $V_{DD2} = 12\text{ V}$
Maximum Data Rate <sup>3</sup>		1			MHz	$C_L = 2\text{ nF}$ , $V_{DD2} = 12\text{ V}$
Propagation Delay <sup>4</sup>	$t_{DHL}, t_{DLH}$	30	42	54	ns	$C_L = 2\text{ nF}$ , $V_{DD2} = 12\text{ V}$ , see Figure 20
ADuM3223A/ADuM4223A	$t_{DHL}, t_{DLH}$	32	46	60	ns	$C_L = 2\text{ nF}$ , $V_{DD2} = 4.5\text{ V}$ , see Figure 20
Propagation Delay Skew <sup>5</sup>	$t_{PSK}$			12	ns	$C_L = 2\text{ nF}$ , $V_{DD2} = 12\text{ V}$ , see Figure 20
Channel-to-Channel Matching <sup>6</sup>	$t_{PSKD}$		1	5	ns	$C_L = 2\text{ nF}$ , $V_{DD2} = 12\text{ V}$ , see Figure 20
	$t_{PSKD}$		1	7	ns	$C_L = 2\text{ nF}$ , $V_{DD2} = 4.5\text{ V}$ , see Figure 20
Output Rise/Fall Time (10% to 90%)	$t_{r}/t_f$	6	12	22	ns	$C_L = 2\text{ nF}$ , $V_{DD2} = 12\text{ V}$ , see Figure 20
Dynamic Input Supply Current Per Channel	$I_{DD2(D)}$		0.05		mA/Mbps	$V_{DD2} = 12\text{ V}$
Dynamic Output Supply Current Per Channel	$I_{DD2(D)}$		1.65		mA/Mbps	$V_{DD2} = 12\text{ V}$
Refresh Rate	$f_r$		1.1		Mbps	

<sup>1</sup> Short-circuit duration less than 1  $\mu\text{s}$ . Average power must conform to the limit shown under the Absolute Maximum Ratings.

<sup>2</sup> The minimum pulse width is the shortest pulse width at which the specified timing parameter is guaranteed.

<sup>3</sup> The maximum data rate is the fastest data rate at which the specified timing parameter is guaranteed.

<sup>4</sup>  $t_{DHL}$  propagation delay is measured from the time of the input rising logic high threshold,  $V_{IH}$ , to the output rising 10% level of the  $V_{OH}$  signal.  $t_{DLH}$  propagation delay is measured from the input falling logic low threshold,  $V_{IL}$ , to the output falling 90% threshold of the  $V_{OL}$  signal. See Figure 20 for waveforms of propagation delay parameters.

<sup>5</sup>  $t_{PSK}$  is the magnitude of the worst-case difference in  $t_{DHL}$  and/or  $t_{DLH}$  that is measured between units at the same operating temperature, supply voltages, and output load within the recommended operating conditions. See Figure 20 for waveforms of propagation delay parameters.

<sup>6</sup> Channel-to-channel matching is the absolute value of the difference in propagation delays between the two channels.

# Apêndice III

## Circuito Integrado AMC1200



AMC1200-Q1

www.ti.com

SBAS585 – SEPTEMBER 2012

### Fully Differential Isolation Amplifier

Check for Samples: [AMC1200-Q1](#)

#### FEATURES

- AEC-Q100 Qualified With the Following Results:
  - Device Temperature Grade 2: –40°C to 105°C Ambient Operating Temperature Range
  - Device HBM ESD Classification Level H2
  - Device CDM ESD Classification Level C3B
- $\pm 250$ -mV Input Voltage Range Optimized for Shunt Resistors
- Very Low Nonlinearity: 0.075% Max. at 5 V
- Low Offset Error: 1.5 mV Max.
- Low Noise: 3.1 mV<sub>RMS</sub> Typ.
- Low High-Side Supply Current: 8 mA Max. at 5 V
- Input Bandwidth: 60 kHz Min.
- Fixed Gain: 8 (0.5% Accuracy)
- High Common-Mode Rejection Ratio: 108 dB
- 3.3-V Operation on Low-Side
- Certified Galvanic Isolation:
  - UL1577 and IEC60747-5-2 Approved
  - Isolation Voltage: 4000 V<sub>PEAK</sub>
  - Working Voltage: 1200 V<sub>PEAK</sub>
  - Transient Immunity: 10 kV/ $\mu$ s Min.
- Typical 10-Year Lifespan at Rated Working Voltage (see Application Report [SLLA197](#))
- Fully Specified Over the Extended Industrial Temperature Range

#### APPLICATIONS

- Shunt Resistor Based Current Sensing in:
  - Motor Control
  - Green Energy
  - Frequency Inverters
  - Uninterruptible Power Supplies

#### DESCRIPTION

The AMC1200-Q1 is a precision isolation amplifier with an output separated from the input circuitry by a silicon dioxide (SiO<sub>2</sub>) barrier that is highly resistant to magnetic interference. This barrier has been certified to provide galvanic isolation of up to 4000 V<sub>PEAK</sub> according to UL1577 and IEC60747-5-2. Used in conjunction with isolated power supplies, this device prevents noise currents on a high common-mode voltage line from entering the local ground and interfering with or damaging sensitive circuitry.

The input of the AMC1200-Q1 is optimized for direct connection to shunt resistors or other low-voltage-level signal sources. The excellent performance of the device supports accurate current control, resulting in system-level power saving and, especially in motor-control applications, lower torque ripple. The common-mode voltage of the output signal is automatically adjusted to either the 3-V or 5-V low-side supply.

The AMC1200-Q1 is fully specified over the extended industrial temperature range of –40 °C to 105 °C and is available in the SMD-type, gullwing-8 package.



Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet. All trademarks are the property of their respective owners.

PRODUCTION DATA Information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of the Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

Copyright © 2012, Texas Instruments Incorporated