



Nelson Andorinha

Sistema de Comando de uma Trotineta Elétrica (SiCTE)

Dissertação apresentada para cumprimento dos requisitos necessários à obtenção do grau de Mestre em Engenharia Eletrotécnica e Computadores realizada sob a orientação científica do Prof. Doutor Victor Antunes e co-orientação científica do Prof. Mestre Sérgio Sousa.

Dissertação de Mestrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores – perfil de Energias Renováveis e Sistemas de Potência.

Dezembro de 2012

Agradecimentos

A realização da presente tese só foi possível graças à colaboração e ao contributo, de forma direta ou indireta, de várias pessoas e instituições, às quais gostaria de exprimir algumas palavras de agradecimento.

Ao meu orientador, o Professor Dr. Victor Antunes, pela sua disponibilidade, pelo modo como me apoiou, paciência e simpatia com que sempre me recebeu. Quero ainda agradecer-lhe pelo seu esforço inabalável de acompanhamento, pela partilha dos seus extensos conhecimentos e a revisão cuidadosa deste texto.

Ao meu co-orientador, o professor Mestre Sérgio Sousa pelo seu apoio, os seus valiosos conselhos, que mais do que uma vez me permitiram ultrapassar grandes obstáculos, pelo seu esforço e encorajamento, o qual foi determinante para o resultado final.

Uma palavra de apreço ao diretor de curso, o professor Dr. José Maia e ao restante corpo docente.

Agradeço à minha esposa Ana Lúcia não só por me incentivar a iniciar um percurso académico no ensino superior, mas também pela inabalável compreensão, paciência e encorajamento demonstrados durante a duração do mesmo.

Quero ainda agradecer às seguintes entidades ou instituições:

À Escola Superior de Tecnologia de Setúbal, pela disponibilização das instalações e meios materiais;

À *ZAC elétrica fabrico de veículos eléctricos Lda*, pela disponibilização de meios materiais.

À empresa Rowmetric Lda, pela flexibilidade atribuída sempre que necessário ao meu horário laboral.

Resumo

Motivados pela crescente dependência energética do petróleo e pelo enorme impacto ambiental resultado da utilização de combustíveis fósseis, temos de encontrar soluções menos poluentes para as nossas deslocações diárias. A mobilidade urbana assume aqui um papel preponderante pois é nesse ambiente onde as soluções de mobilidade elétrica melhor se enquadram oferecendo vantagens competitivas face à utilização de motores de combustão que utilizam combustíveis fósseis. Nas deslocações, em ambiente urbano que correspondam a distâncias curtas, a trotineta com motorização elétrica pode aqui desempenhar um papel importante, proporcionando um meio de transporte conveniente para a maioria das pessoas. No entanto, os modelos comercializados ainda são pouco eficientes na forma como aproveitam a energia armazenada nas baterias e não apresentam características que já são vulgares em viaturas elétricas mais sofisticadas, como por exemplo a recuperação da energia aquando das travagens. Neste trabalho são desenvolvidos os sistemas eletrónicos que permitam dotar a trotineta elétrica de um controlador para gerir de forma eficiente a energia, recuperação da energia cinética aquando das travagens, recuperação da energia potencial durante as descidas e ultracondensadores para o armazenamento temporário da energia recuperada.

Palavras-chave: Mobilidade Urbana, Trotineta Elétrica, Eficiência, Recuperação de Energia, Ultracondensadores.

Abstract

Motivated by the growing energy dependence on oil and the enormous environmental impact resulting from the use of fossil fuels, we must find less-polluting solutions for our commuting. The urban mobility takes a leading role here as it is in this environment where the electric mobility solutions best fit offering a competitive advantage over the use of combustion engines that use fossil fuels. In an urban environment corresponding to short distances, an electric scooter may play an important role here by providing a means of transport suitable for most people. However, the marketed models are still poorly effective in the way of harness the energy stored in batteries and do not exhibit characteristics that are already common in more sophisticated electric cars, for example the recovery of energy during the braking. In this work are developed electronic systems that give the electric scooter a controller to efficiently manage energy, recovery of kinetic energy during the braking, recovery of potential energy during descents and ultracapacitors for temporary storage of recovered energy.

Keywords: Urban Mobility, Electric Scooter, Efficiency, Energy Recovery, Ultracapacitors.

À Ana,ao Scott e à Becky.

Índice

Agradecimentos	iii
Resumo	v
Abstract.....	vii
Índice	xi
Lista de Figuras.....	xv
Lista de Tabelas	xix
Capítulo 1 - Introdução.....	1
1.1. Preâmbulo.....	1
1.2. Enquadramento.....	1
1.3. Medidas de desempenho	2
1.4. Objetivos.....	2
1.5. Estrutura da Tese.....	3
Capítulo 2 - Veículos Elétricos Autônomos	5
2.1. Introdução.....	5
2.2. Motores	6
2.2.1. Motor de Corrente Contínua.....	6
2.2.2. Motor de Corrente Contínua Sem Escovas (BLDC).....	7
2.2.3. Motor Síncrono	8
2.2.4. Motor de Indução.....	9
2.2.5. Resumo	10
2.3. Armazenamento de Energia.....	11
2.3.1. Baterias	11
2.3.1.1. Bateria de Chumbo – ácido	13
2.3.1.2. Bateria de níquel–hidreto metálico.....	14
2.3.1.3. Bateria de lítio.....	15
2.3.1.4. Resumo	16
2.3.2. Condensadores de Dupla Camada (<i>Supercapacitor</i> ou <i>Ultracapacitor</i>)	17
2.3.3. Condensador de Iões de Lítio (<i>Lithium-ion Capacitor</i>)	19
2.3.4. Células de Combustível (<i>Fuel Cell</i>)	20
2.3.5. Sistemas Híbridos	21
2.3.5.1. Baterias / Baterias	21
2.3.5.2. Baterias / Roda de Inércia	21
2.3.5.3. Célula de Combustível / Baterias, Ultracondensadores	21
2.3.5.4. Bateria / Ultracondensadores	22
2.3.5.5. Sistemas híbridos complexos.....	23
2.4. Topologias de Potência.....	23
2.4.1. Conversor Redutor de Tensão.....	24
2.4.2. Conversor Elevador de Tensão	25
2.4.3. Conversor Redutor – Elevador de Tensão	26

2.4.4. Conversor, Bidirecional, Redutor – Elevador de Tensão.....	26
2.4.5. Topologias de Potência em Sistemas Híbridos de Armazenamento de Energia	27
2.4.6. Modo de Operação	30
2.5. Carregamento de Baterias	31
2.5.1. Método de Tensão Constante	31
2.5.2. Método de Corrente Constante.....	32
2.5.3. Método de Tensão e Corrente Constantes	33
2.5.4. Método de Carregamento por Corrente Pulsada	33
Capítulo 3 - Trotineta de Tração Elétrica.....	35
3.1. Quadro e Corpo.....	35
3.2. Barra de Direção	35
3.3. Rodas	35
3.4. Acionamento	36
3.5. Sistema de Travagem	36
3.6. Acelerador	36
3.7. Sistema de Armazenamento de Energia.....	37
3.8. Motor	37
3.9. Autonomia	37
3.10. Velocidade Máxima	37
3.11. Peso da Trotineta e Peso Máximo Transportável.....	38
Capítulo 4 - Trotineta de Tração Elétrica com Recuperação de Energia.....	39
4.1. Introdução.....	39
4.2. Cinemática	39
4.3. Armazenamento de Energia.....	40
4.4. Estrutura de Potência	43
4.4.1. Equações da Estrutura de Potência	45
4.4.1.1. Equações de Espaço de Estado do Conversor nº1	47
4.4.1.2. Equações de Espaço de Estado do Conversor nº2.....	49
4.4.2. Dimensionamentos	50
4.4.2.1. Dimensionamento da Operação <i>Boost</i> do Conversor nº1.....	50
4.4.2.2. Dimensionamento da Operação <i>Buck</i> do Conversor nº1	60
4.4.2.3. Dimensionamento do Conversor nº2.....	62
4.5. Estrutura de Comando e Controlo	64
4.5.1. <i>Buck - Boost</i>	64
4.5.1.1. Operação <i>Boost</i>	65
4.5.1.2. Operação <i>Buck</i>	67
4.5.2. Conversor 2Q.....	68
4.6. Simulações	71
4.6.1. Simulações do Conversor nº1 (<i>Buck – Boost</i>).....	71
4.6.1.1. Conversor nº1 - Operação no Modo <i>Boost</i>	72

4.6.1.2. Conversor nº1 - Operação no Modo <i>Buck</i>	77
4.6.1.3. Conversor nº2 em operação e Conversor nº1 em operação no Modo <i>Boost</i>	80
4.6.1.4. Conversor nº2 em operação e Conversor nº1 em operação no Modo <i>Buck</i>	83
4.6.2. Simulações do Conversor 2Q	85
4.6.2.1. Conversor nº2 - Operação no 1º Quadrante	88
4.6.2.2. Conversor nº2 - Operação no 2º Quadrante	90
4.6.2.3. Conversor nº2 - Controlo de Tensão.....	91
4.6.2.4. Conversor nº2 - Controlo de Corrente.	92
4.6.2.5. Conversor nº2 e Conversor nº1 em Operação.	93
Capítulo 5 - Resultados Experimentais	95
5.1.1. Desenvolvimento do Protótipo	95
5.1.2. Conversor nº1 (<i>Buck – Boost</i>)	96
5.1.2.1. Conversor nº1 - Operação no Modo <i>Boost</i>	96
5.1.2.2. Conversor nº1 - Operação no Modo <i>Buck</i>	102
5.1.2.3. Conversor nº2 em operação e Conversor nº1 em operação no Modo <i>Boost</i>	105
5.1.2.4. Conversor nº2 em operação e Conversor nº1 em operação no Modo <i>Buck</i>	108
5.1.3. Conversor 2Q.....	110
5.1.3.1. Conversor nº2 - Operação no 1º Quadrante	111
5.1.3.2. Conversor nº2 - Operação no 2º Quadrante	114
5.1.3.3. Conversor nº2 - Controlo de Tensão.....	115
5.1.3.4. Conversor nº2 - Controlo de Corrente.	118
Capítulo 6 - Conclusões	121
6.1. Considerações Finais	121
6.2. Contribuições Originais	122
6.3. Perspectivas de Desenvolvimento Futuro	122
Referências Bibliográficas	123
ANEXO A	A-1
ANEXO B	B-1

Lista de Figuras

Figura 2.1 – Bateria para aplicações do tipo “ <i>Starter</i> ” (extraído de [22]).....	11
Figura 2.2 – Bateria para aplicações do tipo “ <i>Deep – Cycle</i> ” (extraído de [22]).....	12
Figura 2.3 – Bateria NiMH, com ventilação integrada (extraído de [3]).....	14
Figura 2.4 – Bateria Li-ion, 14,8 V, 50 Ah (extraído de [26])	15
Figura 2.5 – Ultracondensador – princípio de funcionamento (extraído de [28])	17
Figura 2.6 – Condensador de íões lítio (extraído de [31]).....	19
Figura 2.7 – Condensador de íões lítio (extraído de [31]).....	20
Figura 2.8 – HEES, (a) extraído de [38] , (b) extraído de [39]	23
Figura 2.9 – Conversores “ <i>Choppers</i> ”.....	24
Figura 2.10 – Conversor redutor de tensão, “ <i>Buck</i> ”.....	25
Figura 2.11 – Conversor elevador de tensão, “ <i>Boost</i> ”.....	25
Figura 2.12 – Conversores redutores – elevadores de tensão.....	26
Figura 2.13 – Conv. bidirec. redutor – elevador de tensão, “ <i>Bidirectional Buck – Boost</i> ”	26
Figura 2.14 – HEES – Baterias/UC em paralelo (extraído de [37])	27
Figura 2.15 – HESS – Topologia Baterias/ UC (extraído de [37])	28
Figura 2.16 – HESS – Topologia UC/Baterias (extraído de [37])	28
Figura 2.17 – HESS – Cascata Baterias/ UC (extraído de [37])	28
Figura 2.18 – HESS – Conversores múltiplos Bat./ UC (extraído de [37])	29
Figura 2.19 – HESS – Conversores múltiplos Bat./ UC (extraído de [37])	29
Figura 2.20 – Operação em modo condução contínua (extraído de [45])	30
Figura 2.21 – Operação em modo condução descontínua (extraído de [45])	30
Figura 2.22 – Carregamento de baterias – método tensão constante (extraído de [47]).....	31
Figura 2.23 – Carregamento de baterias – método corrente constante (extraído de [47])	32
Figura 2.24 – Carreg. de baterias – método tensão / corrente constante (extraído de [47]).....	33
Figura 2.25 – Baterias - Carregamento por corrente pulsada (extraído de [47]).....	34
Figura 2.26 – Carreg. por corrente pulsada, tensão e corrente (extraído de [48])	34
Figura 4.1 – Forças que atuam durante a travagem de um veiculo	39
Figura 4.2 – Estrutura de potência.....	43
Figura 4.3 – Estrutura de potência.....	44
Figura 4.4 – Análise do conversor nº1	45
Figura 4.5 – Análise do conversor nº2.....	46
Figura 4.6 – Conversor nº1.....	50
Figura 4.7 – <i>Boost</i> – Tensão de saída / tensão entrada (extraído de [53])	53
Figura 4.8 – Corrente na bobine (operação <i>Boost</i> do conversor nº1).....	56
Figura 4.9 – Controlo do conversor <i>Buck - Boost</i>	64
Figura 4.10 – Operação <i>Boost</i> - Lógica de geração do sinal PWM.....	65
Figura 4.11 – Operação <i>Buck</i> - Lógica de geração do sinal PWM.....	66
Figura 4.12 – Sistema de controlo do conversor nº2.....	68
Figura 4.13 – Sistema de controlo do conversor nº2 - Blocos.....	69

Figura 4.14 – Simulação operação do conversor <i>Buck - Boost</i>	71
Figura 4.15 – Conversor nº1 – Simulação da Operação <i>Boost</i> – Esquema.....	72
Figura 4.16 – Conversor nº1 – Operação <i>Boost</i> – Formas Onda, nº1.	73
Figura 4.17 – Conversor nº1 – Operação <i>Boost</i> – Formas Onda, nº2.	74
Figura 4.18 – Conversor nº1 – Operação <i>Boost</i> – Formas Onda, nº3.	75
Figura 4.19 – Conversor nº1 – Simulação da Operação <i>Buck</i> – Esquema.....	77
Figura 4.20 – Conversor nº1 – Operação <i>Buck</i> - Formas Onda, nº1.	78
Figura 4.21 – Conversor nº1 – Operação <i>Boost</i> – Formas Onda, nº4.	80
Figura 4.22 – Conversor nº1 – Operação <i>Boost</i> – Formas Onda, nº5.	82
Figura 4.23 – Conversor nº1 – Operação <i>Buck</i> - Formas Onda, nº2.	83
Figura 4.24 – Conversor nº2 – Simulação - Modelo	85
Figura 4.25 – Conversor nº2 – Simulação – Esquema.....	86
Figura 4.26 – Conversor nº2 – Simulação da operação nos 2 quadrantes.	87
Figura 4.27 – Conversor nº2 – Simulação – Motorização, 1.	88
Figura 4.28 – Conversor nº2 – Simulação – Motorização, 2.	89
Figura 4.29 – Conversor nº2 – Simulação – Recuperação Energia.	90
Figura 4.30 – Conversor nº2 – Controlo de Tensão - Simulação.	91
Figura 4.31 – Conversor nº2 – Controlo de Corrente - Simulação.	92
Figura 4.32 – Conversor nº2 e Conversor nº1 em Operação – Simulação.	93
Figura 5.1 – Conversor nº1 – Operação <i>Boost</i> – Formas Onda, nº1.	96
Figura 5.2 – Conversor nº1 – Operação <i>Boost</i> – Formas Onda, nº2.	98
Figura 5.3 – Conversor nº1 – Operação <i>Boost</i> – Formas Onda, nº3.	100
Figura 5.4 – Conversor nº1 – Operação <i>Buck</i> – Formas Onda, nº1.....	102
Figura 5.5 – Conversor nº1 – Operação <i>Boost</i> – Formas Onda, nº4.	105
Figura 5.6 – Conversor nº1 – Operação <i>Boost</i> – Formas Onda, nº5.	107
Figura 5.7 – Conversor nº1 – Operação <i>Buck</i> – Formas Onda, nº2.....	108
Figura 5.8 – Conversor nº2 – Ensaio Laboratorial – Esquema.....	110
Figura 5.9 – Conversor nº2 – Ensaio Laboratorial – Motorização, 1.	111
Figura 5.10 – Conversor nº2 – Ensaio Laboratorial – Motorização, 2.	112
Figura 5.11 – Conversor nº2 – Ensaio Laboratorial – Recuperação de Energia.....	114
Figura 5.12 – Conversor nº2 – Ensaio Laboratorial – Controlo tensão, 1.	115
Figura 5.13 – Conversor nº2 – Ensaio Laboratorial – Controlo tensão, 2.	116
Figura 5.14 – Conversor nº2 – Ensaio Laboratorial – Controlo tensão, 3.	117
Figura 5.15 – Conversor nº2 – Ensaio Laboratorial – Controlo Corrente, 1.	118
Figura 5.16 – Conversor nº2 – Ensaio Laboratorial – Controlo Corrente, 2.	119
Figura 5.17 – Conversor nº2 – Ensaio Laboratorial – Controlo Corrente, 3.	120
Figura A-1 – Esquema1- Aquisição Sinais e dsPIC.....	A-1
Figura A-2 – Esquema 2 – Circuitos Driver e Estrutura de Potência.....	A-2
Figura A-3 – Fluxograma do Código no dsPIC30F2010.....	A-3
Figura B-1 – Protótipo – Bancada de Ensaios Laboratoriais.	B-1

Figura B-2 – Protótipo – Acionamento.....	B-2
Figura B-3 – Protótipo – Ultracondensadores.....	B-2
Figura B-4 – Protótipo – Baterias.....	B-3
Figura B-5 – Protótipo – Conversor nº1 e Conversor nº2.....	B-3
Figura B-6 – Protótipo – Transdutor de Corrente.	B-4
Figura B-7 – Protótipo – Circuitos de Controlo e Comando.....	B-4

Lista de Tabelas

Tabela 2.1 – Bat. Chumbo-acido, NiMH e Li-ion, dados comparativos (extraído de [22])	16
Tabela 4.1 – Combinações de funcionamento dos transístores de potência.	44
Tabela 4.2 – Operação <i>Boost</i> – Factor ciclo (Cálculos teóricos).....	52
Tabela 4.3 – Operação <i>Buck</i> – Factor ciclo (Cálculos teóricos).....	60
Tabela 4.4 – Operação <i>Boost</i> – Fator ciclo (Simulação)	65
Tabela 4.5 – Operação <i>Buck</i> – Fator ciclo.....	67
Tabela 4.6 – Conversor nº1 – Operação <i>Boost</i> – Dados de Simulação, 1.....	75
Tabela 4.7 – Conversor nº1 – Operação <i>Boost</i> – Dados de Simulação, 2.....	76
Tabela 4.8 – Conversor nº1 – Operação <i>Buck</i> – Dados de Simulação, 1.....	79
Tabela 4.9 – Conversor nº2 e Conversor nº1 – Operação no Modo <i>Boost</i>	81
Tabela 5.1 – Conversor nº1 – Operação <i>Boost</i> – Dados Ensaio Laboratoriais, 1.....	97
Tabela 5.2 – Conversor nº1 – Operação <i>Boost</i> – Dados de Ensaio Laboratoriais, 2.....	99
Tabela 5.3 – Conversor nº1 – Operação <i>Boost</i> – Dados de Ensaio Laboratoriais, 3.....	99
Tabela 5.4 – Conversor nº1 – Operação <i>Boost</i> – Dados de Ensaio Laboratoriais, 4.....	100
Tabela 5.5 – Conversor nº1 – Operação <i>Buck</i> – Dados Ensaio Laboratoriais, 1.....	103
Tabela 5.6 – Conversor nº1 – Operação <i>Buck</i> – Dados Ensaio Laboratoriais, 2.....	103
Tabela 5.7 – Conversor nº1 – Operação <i>Boost</i> – Dados Ensaio Laboratoriais, 5.....	106
Tabela 5.8 – Conversor nº1 – Operação <i>Buck</i> – Dados Ensaio Laboratoriais, 3.....	109
Tabela 5.9 – Conversor nº2 – Controlo Tensão – Ensaio Laboratorial.	117

Lista de Siglas e Acrónimos

AGM	<i>Absortive Glass Mat</i> – Tipo de bateria de chumbo – ácido. Ver VRLA
BJT	<i>Bipolar Junction Transistor</i> – Transistor bipolar de junção.
BLDC	<i>Brushless DC</i> – Motor CC sem escovas.
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua.
CCM	Modo de condução contínua.
CNC	<i>Computer Numerical Control</i> – Máquina - ferramenta.
DTY	Fator de ciclo.
DTYr	Fator de Ciclo de Referência.
EDLC	<i>Electrical Double Layer Capacitor</i> – Condensador de dupla camada.
FC	<i>Fuel Cell</i> – Elemento que transforma energia química em elétrica.
HEES	Sistema híbrido de armazenamento de energia.
IGBT	<i>Insulated-Gate Bipolar Transistor</i> - Transistor bipolar de porta isolada.
IPM	<i>Internal Permanent Magnet</i> – Motor síncrono de magnetos permanentes.
LIC	<i>Lithium Ion Capacitor</i> – Ultracondensador com tecnologia de íons de lítio.
Li-ion	Íons de lítio – Tecnologia usada em baterias químicas.
Li-po	Polímero de lítio – Tecnologia usada em baterias químicas.
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i> – Transistor de efeito de campo.
MOS	Tecnologia Metal – Óxido – Semicondutor.
NiCad	Níquel cádmio – Tecnologia usada em baterias químicas.
NiMH	Níquel Hidreto Metálico. Tecnologia usada em baterias químicas.
PMSM	<i>Permanent Magnet Synchronous Motor</i> – Motor síncrono de magnetos permanentes.
PWM	Modulação por largura de pulso.
RPM	Rotações por minuto.
SOC	<i>State Of Charge</i> – Estado de carga.
SSA	State-Space Averaging, equações espaço – estado pela média.
UC	Ultracondensador (igual a supercondensador)
VRLA	<i>Valve Regulated Lead Acid</i> . – Tipo de bateria selada. Ver AGM.

Lista de Símbolos

δ	Fator de ciclo
δ^*	Complemento do fator de ciclo (1- δ)
$(\delta)_{U_{UC}}$	Fator de ciclo em função da tensão nos ultracondensadores
$(\delta)_{U_{UC}=100\%}$	Fator de ciclo, tensão nos ultracondensadores a 100% da nominal
$(\delta)_{U_{UC}=75\%}$	Fator de ciclo, tensão nos ultracondensadores a 75% da nominal
$(\delta)_{U_{UC}=50\%}$	Fator de ciclo, tensão nos ultracondensadores a 50% da nominal
δ_{\max}	Fator de ciclo máximo
η	Rendimento
μ_0	Permeabilidade do vazio
ρ_a	Densidade da massa de ar
ϕ	Fluxo magnético
ω	Velocidade angular
ΔI_L	Varição de corrente na bobine L
ΔI_L^+	Varição da corrente na bobine no instante após o estabelecimento da corrente
ΔI_L^-	Varição da corrente na bobine no instante antes do estabelecimento da corrente
ΔU_{OUT}	Varição da tensão na saída do conversor
A	Área
C	Capacidade de um condensador
C_D	Coefficiente de resistência aerodinâmica

C_{eq}	Capacidade equivalente
E	Força eletromotriz
E_a	Força contra-eletromotriz da armadura
E_C	Energia cinética
F_{bf}	Força aplicada pelo sistema de travagem à roda dianteira
F_{br}	Força aplicada pelo sistema de travagem à roda traseira
f_c	Frequência de comutação do transístor
f_s	Frequência de comutação
g	Aceleração gravítica
I	Corrente
I_a	Corrente da armadura do motor
$\dot{\langle i_a \rangle}$	Derivada da corrente da armadura do motor, (eq. estado pela média)
$I_{BAT.}$	Corrente da bateria
I_{Crit}	Corrente crítica
I_D	Corrente no diodo
$(I_D)_{RMS}$	Corrente eficaz no diodo
I_{D1}	Corrente média no diodo D1
$(I_{D1})_{ef}$	Corrente eficaz no diodo D1
I_{ef}	Corrente eficaz
$(I_D)_{@T_c=100^\circ C}$	Corrente no diodo com a temperatura da junção a 100 °C
I_{UC}	Corrente do ultracondensador
I_{IN}	Corrente de entrada
I_L	Corrente na bobine L
I_1	Corrente do conversor nº1
I_2	Corrente do conversor nº2
I_3	Corrente do motor auxiliar
\dot{i}_L	Derivada (di/dt) da corrente na bobine L

$(I_L)_{MAX}$	Valor máximo da corrente média na bobine L
$(I_L)_{MIN}$	Valor mínimo da corrente média na bobine L
$\langle \dot{i}_L \rangle$	Derivada (di/dt) da corrente na bobine L, (eq. estado pela média)
$(I_L)_{U_{UC}=100\%}$	Corrente na bobine L, tensão nos ultracondensadores a 100% da nominal
$(I_L)_{U_{UC}=75\%}$	Corrente na bobine L, tensão nos ultracondensadores a 75% da nominal
$(I_L)_{U_{UC}=50\%}$	Corrente na bobine L, tensão nos ultracondensadores a 50% da nominal
I_{MED}	Corrente média
I_{MS1}	Corrente média no transístor Mosfet S1
I_{MS2}	Corrente média no transístor Mosfet S2
$(I_{MS2})_{ef}$	Corrente eficaz no transístor Mosfet S2
$(I_{MS1})_{ef}$	Corrente eficaz no transístor Mosfet S1
I_{OUT}	Corrente de saída do conversor
I_{OUTmax}	Corrente máxima de saída do conversor
I_S	Corrente da fonte que modela o conversor $n^{\circ}1 / n^{\circ}2$
I_0	Corrente de saída
J	Desaceleração
k_t	Constante de binário
l	Comprimento da bobine
L	Indutância L
L_{min}	Valor mínimo da indutância
L_a	Indutância da armadura do motor
M	Massa
N	Numero de espiras da bobine

P	Potência
P_{CM}	Potência de perdas por condução do transistor Mosfet
P_{com}	Potência de perdas por comutação
$P_{comIGBT}$	Potência de perdas por comutação no transistor IGBT
$P_{condGBT}$	Potência de perdas por condução no transistor IGBT
$P_{condMS1}$	Potência de perdas por condução no transistor Mosfet S1
$P_{condMS2}$	Potência de perdas por condução no transistor Mosfet S2
P_{comMS1}	Potência das perdas por comutação no transistor Mosfet S1
P_{comMS2}	Potência das perdas por comutação no transistor Mosfet S2
P_D	Potência nas rodas do veículo
P_{IGBT}	Potência de perdas do transistor IGBT
P_{IN}	Potência de entrada do conversor
P_{MS2}	Potência de perdas no transistor Mosfet S1
P_{MS2}	Potência de perdas no transistor Mosfet S2
P_{OUT}	Potência de saída do conversor
P_P	Potência de perdas
R_a	Resistência da armadura
R_{bat}	Resistência interna da bateria
$R_{DS(on)}$	Resistência de condução do transistor Mosfet
R_g	Coefficiente de inércia rotacional
R_L	Resistência da bobine L
R_S	Resistência serie
R_{TH}	Resistência térmica
R_{UC}	Resistência série do ultracondensador
$R_{\theta JC}$	Resistência térmica junção – invólucro do transistor
$R_{\theta SA}$	Resistência térmica ambiente – dissipador do transistor
$R_{\theta SC}$	Resistência térmica dissipador – invólucro do transistor
$R_{125^{\circ}C}$	Resistência de condução a 125 °C
S	Secção das espiras da bobine
S_1	Transistor do conversor nº1 (operação <i>Buck</i>)

S_2	Transistor do conversor nº1 (operação <i>Boost</i>)
S_3	Transistor do conversor nº2 (operação no 1º quadrante)
S_4	Transistor do conversor nº2 (operação no 2º quadrante)
T_a	Temperatura ambiente
t_f	Tempo de descida da corrente no transistor do tipo IGBT
T_J	Temperatura da junção do transistor
t_{OFF}	Tempo “Off”
t_{ON}	Tempo “On”
t_{qon}	Tempo de estabelecimento da corrente de condução no transistor
t_{qoff}	Tempo de extinção da corrente no transistor
t_r	Tempo de subida da corrente no transistor do tipo IGBT
T_r	Binário resistente
U	Tensão
UC	Ultracondensador
U_{bat}	Tensão aos terminais da bateria
$(U_{bat})_{max}$	Tensão máxima na bateria
U_C	Tensão aos terminais de um condensador
$U_{CE(SAT)}$	Tensão de saturação colector emissor
U_{D1}	Tensão aos terminais do diodo D1
U_{D2}	Tensão aos terminais do diodo D2
U_{DSS}	Tensão máxima reversa
•	
u_c	Derivada (du/dt) da tensão aos terminais do condensador C
$\langle \dot{u}_c \rangle$	Derivada (du/dt) da tensão aos terminais do condensador C, (eq. estado pela média)
U_{IN}	Tensão de entrada do conversor
U_{OUT}	Tensão de saída do conversor
$(U_{OUT})_{UC}$	Tensão máxima de saída do conversor em função da tensão nos ultracondensadores

U_{UC}	Tensão aos terminais de um ultracondensador
U_0	Tensão de saída
v	Velocidade
W	Energia armazenada num condensador
$(W_C)_{travagem}$	Energia cinética associada a uma travagem
$W_{max.UC}$	Energia máxima armazenável no ultracondensador
W_f	Força normal na roda dianteira
W_r	Força normal na roda traseira

Capítulo 1 - Introdução

1.1. Preâmbulo

A crescente dependência energética do petróleo e o enorme impacto ambiental resultado da utilização de combustíveis fósseis, torna necessário encontrar soluções menos poluentes para as deslocações. A mobilidade urbana assume aqui um papel preponderante pois é nesse ambiente onde as soluções de mobilidade elétrica melhor se enquadram oferecendo vantagens competitivas face à utilização de motores de combustão que utilizam combustíveis fósseis.

Uma trotineta elétrica é um pequeno veículo que segundo o código da estrada é equiparado a velocípede, não sendo necessária licença de condução, matrícula ou seguro.

Nas deslocações, em ambiente urbano a trotineta elétrica pode aqui desempenhar um papel importante, proporcionando um meio de transporte conveniente para a maioria das pessoas.

1.2. Enquadramento

As trotinetas comercializadas (*Go-Ped[®], Razor[®], ScooterX[®], Super Cycles & Scooters LLC, Unik[®], X-Treme Scooters[®], Zhejiang Yongkang Baojie Industry & Trade Co.,Ltd, ZAC elétrica fabrico de veículos eléctricos Lda.*) não apresentam características, como por exemplo a recuperação da energia aquando das travagens, utilizadas em viaturas elétricas mais sofisticadas tais como os motociclos elétricos (*Zero[™] Motorcycles, Lito green Motion*), automóveis elétricos (*Mitsubishi i-Mev, Nissan Leaf*) e automóveis híbridos (*Toyota Prius, Ford Escape, Honda Insight*).

As baterias possuem uma elevada energia específica, porém uma baixa potência específica, o que condiciona a capacidade da bateria fornecer ou receber rapidamente energia. Na travagem de um veículo, a energia cinética disponível para ser recuperada tem de ser armazenada rapidamente, o que invalida a utilização das baterias como meio único de armazenamento de energia. A solução assenta num sistema híbrido de armazenamento de energia; sendo este composto por baterias e ultracondensadores que complementam as baterias na recuperação de energia.

O sistema eletrónico desenvolvido para a trotineta elétrica, na presente tese, com a finalidade de recuperar energia nas travagens e nas descidas, efetua o armazenamento de energia num sistema híbrido composto por baterias e ultracondensadores. O conjunto de ultracondensadores é composto por um número reduzido de elementos, não igualando o nível de tensão das baterias de forma a reduzir a dimensão, peso e custos do sistema; não atingindo o sistema um desempenho máximo mas sendo viável a nível de rendimento e de custo de instalação.

1.3. Medidas de desempenho

Nesta tese são adotados como indicadores de medidas desempenho as simulações e os testes do protótipo do sistema montado em bancada laboratorial.

1.4. Objetivos

A presente tese tem como objetivo implementar um sistema de controlo baseado numa tecnologia de potência que permita dotar a trotineta elétrica de:

- Um controlo eficiente na gestão de energia elétrica armazenada nas baterias e ultracondensadores;
- Recuperação de energia cinética aquando das travagens, aumentando assim a eficiência do veículo através da recuperação de energia durante a travagem regenerativa;
- Recuperação de energia potencial durante as descidas, colocando o motor da trotineta a funcionar como gerador recuperando energia, aumentando assim a eficiência energética do veículo;
- Um sistema híbrido composto por baterias e ultracondensadores para o armazenamento de energia;
- Arranque controlado para conforto do condutor. Ainda que o acelerador seja colocado repentinamente no máximo o arranque é efetuado de forma suave.

1.5. Estrutura da Tese

O **primeiro capítulo** descreve a motivação, enquadramento e objetivos da presente tese.

O **segundo capítulo** apresenta a evolução dos veículos elétricos e das tecnologias envolvidas no funcionamento dos mesmos. É apresentada uma introdução histórica e seguidamente são abordadas as seguintes tecnologias: mecânica; materiais utilizados; motores – tipos de motores; topologias de potência – descrição de vários tipos de conversores de potência aplicados; armazenamento de energia – tipos de baterias, ultracondensadores, sistemas híbridos; carregadores de baterias – métodos de carregamento.

O **terceiro capítulo** descreve pormenorizadamente os materiais, tecnologias e desempenho das trotinetas elétricas atualmente disponíveis no mercado.

O **quarto capítulo** descreve pormenorizadamente os princípios de funcionamento, conceitos envolvidos, cálculos teóricos e apresentação de simulações numéricas do sistema proposto.

O **quinto capítulo** relata as experiências laboratoriais efetuadas no protótipo desenvolvido. São apresentados e comentados diversos resultados laboratoriais do protótipo proposto.

O **sexto capítulo** menciona as conclusões e considerações finais obtidas após o desenvolvimento da presente tese e ainda a possibilidade de desenvolvimentos futuros.

Os dados referentes à montagem/protótipo laboratorial estão referenciados no **Anexo**.

Capítulo 2 - Veículos Elétricos Autônomos

2.1. Introdução

Neste capítulo é apresentada uma introdução histórica da evolução dos veículos elétricos e são abordadas tecnologias envolvidas no funcionamento dos mesmos. As tecnologias abordadas são as seguintes: motores; topologias de conversores de potência; sistemas de armazenamento de energia (baterias; ultracondensadores; condensadores de íões de lítio; células de combustível; sistemas híbridos) e métodos de carregamento de baterias. É também apresentado de um modo sucinto os componentes e desempenho das trotinetas elétricas anunciadas pelos principais fabricantes (*Go-Ped[®]*, *Razor[®]*, *ScooterX[®]*, *Super Cycles & Scooters LLC*, *Unik[®]*, *X-Treme Scooters[®]*, *Zhejiang Yongkang Baojie Industry & Trade Co.,Ltd*, *ZAC elétrica fabrico de veículos eléctricos Lda.*).

Entre 1832 e 1839 surge o primeiro carro elétrico, inventado por Robert Anderson, o veículo funcionava com baterias não recarregáveis [1]. O primeiro automóvel elétrico bem-sucedido nos estados unidos, foi inventado em 1890 por William Morisson, podia carregar seis pessoas, atingia uma velocidade de 22,5 km/h e uma autonomia de 48,28 quilómetros[2]

No início do século XX o veículo elétrico era um forte candidato ao meio de transporte do futuro. A partir de 1911, com a invenção do motor de arranque para os motores de combustão interna e estando o petróleo amplamente disponível e a baixo preço, a utilização dos veículos elétricos entrou em declínio. As desvantagens dos veículos elétricos quando comparados com os veículos com motores de combustão interna, eram: menor autonomia, tempo de carregamento das baterias e custo das baterias. [3]

O interesse nos veículos elétricos ressurge em 1970 com a crise do petróleo. O preço do petróleo, os melhoramentos das tecnologias das baterias e a crescente preocupação com a pegada ecológica tem levado a uma forte investigação e desenvolvimento de veículos elétricos e veículos híbridos (motor de combustão – motor elétrico), hoje disponibilizados pelos principais fabricantes de automóveis. [4]

Quanto aos veículos de duas rodas, na Exposição Mundial de 1867, Franz Kravog apresentou uma bicicleta elétrica [5]. Em 1911, de acordo com publicações da época, estavam disponíveis motocicletas elétricas [6]. Na década de 1940 com o racionamento de combustível, surge a primeira conversão de uma motocicleta de motor de combustão para motocicleta elétrica. Em 1967, Karl Kordes equipou a primeira motocicleta com uma célula de combustível. Em 1996 a Peugeot lança a primeira produção em massa de uma motocicleta elétrica, a Scoot'Elec. No final da década de 1990, Scott Cronk e a Electric Motorbike Inc, são pioneiros na fabricação de

motocicletas elétricas com motores de relutância variável. [6]

A primeira trotineta motorizada, equipada com motor de combustão, surge em 1915 construída pela Autoped Company, a produção é mais tarde continuada pela Krupp e termina em 1922 [7] Em 1985 a Patmont Motor Werks lançou um protótipo de um novo meio de transporte motorizado, a trotineta Go-ped, baseado neste modelo é apresentada em 1995 a primeira trotineta com motorização elétrica, a Go-ped[®] [8] . Desde então surgiram no mercado uma enorme quantidade de marcas, modelos e tecnologia empregues nestes veículos.

2.2. Motores

Seguidamente são referidos tipos de motores aplicados em veículos elétricos e em veículos híbridos.

2.2.1. Motor de Corrente Continua

O motor de corrente contínua é composto por uma parte fixa, (estator) que tem a função de indutor e por uma parte móvel (rotor) que tem a função de induzido. O estator é constituído pela estrutura exterior do motor, pelos pólos magnéticos, pelos suportes das escovas e escovas de contacto com a parte móvel. O cilindro que constitui o rotor é laminado e designado por núcleo do induzido ou armadura. O campo magnético gerado pelo estator (excitação), pode ser obtido por meio de magnetos permanentes ou através de uma fonte de corrente contínua exterior ao motor. [9]

Os motores de corrente contínua apresentam a possibilidade de um vasto leque de controlo de velocidade, apresentam um alto binário de arranque quando a excitação é ligada em série, têm como desvantagem custos de manutenção altos devido ao desgaste do comutador e das escovas, as faíscas que surgem entre o comutador e as escovas durante o funcionamento impede a operação em ambientes explosivos. As máquinas de corrente contínua encontram-se ainda hoje em variadas aplicações tais como tornos, mandriladoras, guindastes, máquinas de fiação, máquinas de tecelagem, extrusoras e em veículos elétricos.

2.2.2. Motor de Corrente Contínua Sem Escovas (BLDC)

O primeiro motor do tipo BLDC surge em 1962, construído por T.G. Wilson e P.H. Trickey . Este tipo de motor foi posteriormente desenvolvido para aplicações em *drives* de computadores e em sistemas de posicionamento. A partir da década de 1980 com o aparecimento de magnetos mais potentes construídos com terras raras e de semicondutores para potências mais elevadas, foi possível a construção deste tipo de motores com potências que permitissem a aplicação na indústria. Atualmente, quase todos os fabricantes de motores fabricam motores BLDC para variadas potências [10] , a título de exemplo a empresa Powertec fabrica motores BLDC com potências até 298 kW. Nos motores BLDC a armadura encontra-se na parte fixa (o estator) e os polos magnéticos de excitação constituídos por magnetos permanentes que se encontram na parte móvel (o rotor). A forma de onda da força contra eletromotriz distingue o motor BLDC do motor síncrono de magnetos permanentes (PMSM), que tem uma força contraeletromotriz com forma de onda sinusoidal, o que levou ao surgimento da terminologia “*trapezoidal motor*” e “*sinusoidal motor*” para descrever estes dois tipos de motores CA de magnetos permanentes [11] .

Os motores BLDC apresentam muitas vantagens relativamente aos motores de escovas de corrente contínua e aos motores de indução. Algumas das vantagens são: melhores características de velocidade/binário, elevada resposta dinâmica, elevada eficiência, longo período de vida, operação silenciosa, gamas de velocidades mais elevadas. Apresentam ainda um rácio, binário/ tamanho do motor, mais elevado tornando-os muito úteis nas aplicações em que o espaço e o peso são fatores críticos [12]

Os motores BLDC são utilizados numa variedade de aplicações e em diferentes indústrias, por exemplo em máquinas CNC, em transportadores, sistemas de embalagem e no ramo automóvel.

2.2.3. Motor Síncrono

A máquina síncrona é constituída por um estator e um rotor, ambos com enrolamentos compostos por bobines. A ligação ao rotor é efetuada por meio de anéis. Quando opera como gerador o rotor é alimentado por uma fonte de corrente contínua e obtém-se no estator uma força eletromotriz sinusoidal. A frequência da tensão de saída é proporcional à velocidade do rotor. A máquina síncrona tem a velocidade do rotor igual à velocidade do campo magnético girante e é utilizada como motor para grandes potências ($P > 1 \text{ MW}$). [13] [14] [15] [16]

Quando opera como motor, uma fonte externa impõe tensões ao estator. Não tem binário se não à velocidade de sincronismo pelo que deve ser arrancado por um processo auxiliar, por exemplo um motor de arranque que leve o conjunto motor e carga até à velocidade de sincronismo, ao atingir o ponto de sincronismo o motor auxiliar é desligado.

Para aplicações de potências menores surgiram os motores síncronos de magnetos permanentes, designados por "*permanent magnet synchronous motor*" (PMSM). A maioria dos motores PMSM são construídos com magnetos montados na superfície do rotor, no entanto alguns são construídos com magnetos dentro da estrutura do rotor. Estes motores são designados por "*Internal Permanent Magnet Motors*" (IPM motors), permitem obter potências mais elevadas com motores de menor dimensão. Quando comparados com os motores de indução, os motores do tipo PMSM apresentam uma maior potência específica, um rendimento mais elevado e o controlador para operar a partir de uma fonte de corrente contínua é mais simples. As desvantagens destes motores são: o custo elevado dos magnetos permanentes, possibilidade de uma avaria provocar o lançamento de pedaços dos magnetos instalados no rotor, possível desmagnetização dos magnetos. O interesse da indústria nestes motores tem vindo a aumentar significativamente, são utilizados em variadas aplicações com necessidade de regulação de velocidade, entre elas salienta-se a utilização como motor de tração em veículos elétricos e como motor/gerador em veículos automóveis híbridos. [17] [18] [19]

2.2.4. Motor de Indução

O motor de indução é uma máquina de corrente alternada, a corrente alternada no estator origina um campo magnético variável que induz tensões no rotor, estas tensões induzidas originam correntes que percorrem os enrolamentos do rotor. A designação de máquina de indução advém das correntes no rotor serem assim provocadas por indução eletromagnética. Nesta máquina a velocidade do rotor não tem uma relação constante com frequência da rede que a alimenta, a velocidade do rotor depende da carga aplicada ao veio da máquina. Mesmo em vazio a velocidade do rotor não atinge a velocidade de sincronismo com a frequência da rede, existindo um pequeno escorregamento. A diferença de velocidades leva a que a máquina tenha a designação de máquina assíncrona. A máquina é constituída por um estator (a parte estática da máquina) e por um rotor (a parte rotativa da máquina). Existem dois tipos de rotor, nomeadamente; rotor bobinado – os enrolamentos do rotor têm as suas extremidades ligadas a anéis montados no veio do rotor, a ligação do exterior ao rotor é efetuada através de escovas em contacto com estes anéis, este tipo de rotor é mais adequado para aplicações com necessidade de arranques progressivos ou para aplicações com necessidade de regulação de velocidade (mais utilizados antes do advento dos variadores de frequência); rotores em gaiola de esquilo – os enrolamentos do rotor são constituídos por barras de cobre ou no caso dos motores de menor potência por uma liga de alumínio vazado nas cavas do rotor. As extremidades destas barras são interligadas através de uns anéis condutores, ficando assim curto-circuitadas, a estrutura formada assemelha-se a uma gaiola de esquilo, daí este tipo de rotor ser designado por rotor de gaiola de esquilo. O motor de indução é projetado para que em condições nominais de funcionamento o escorregamento seja pequeno e apresente um bom rendimento. No arranque a corrente é muito elevada e o binário de arranque é inferior ao binário máximo do motor. Uma das soluções para o aumentar o binário de arranque é alterando as formas e dimensões relativas das barras do rotor. As limitações dos métodos atuais no domínio da baixa velocidade e posicionamento angular do rotor da máquina trifásica de indução estão em fase de investigação e crê-se que futuramente, a curto ou médio prazo, sejam ultrapassadas [20] . A dificuldade no controlo da velocidade (comparando com o motor de corrente contínua), a intensidade da corrente de arranque e o facto de apresentarem um fator de potência relativamente baixo para cargas pequenas, são inconvenientes hoje ultrapassados recorrendo aos variadores eletrónicos de velocidade [9] . O advento dos sistemas eletrónicos de potência, e a produção massiva de variadores eletrónicos de frequência, levou a que este tipo de motor substituísse os motores de corrente contínua em aplicações que requerem uma regulação de velocidade eficaz. As máquinas de indução são máquinas de construção simples, robustas, necessitam de pouca manutenção, são económicas e eficientes o que leva a serem os motores mais usados na indústria, são também utilizados como motores de tração em veículos elétricos e em veículos híbridos.

2.2.5. Resumo

O motor elétrico é uma máquina de conversão de energia elétrica em energia mecânica (sendo uma máquina reversível pode converter energia mecânica em energia elétrica). Existem variados tipos de motores entre os quais salientam-se o motor de corrente contínua, o motor BLDC, o motor síncrono e o motor de indução. Apresentam diferenças construtivas e de desempenho, o motor de corrente contínua é o mais antigo, a designação advém da alimentação ser feita a partir de uma fonte de corrente contínua, embora em desuso continuam a ser utilizados em diversas aplicações tais como veículos elétricos (empilhadores, trotinetas, etc.). Os motores BLDC são motores de magnetos permanentes, são também conhecidos como motores de corrente contínua sem escovas, a alimentação é efetuada a partir de um controlador alimentado por corrente contínua. São utilizados como motores / geradores em diversas aplicações tais como em automóveis elétricos e em automóveis híbridos. Os motores síncronos são motores de corrente alternada, necessitam de processos mais elaborados para o arranque e são utilizados para aplicações de muito elevada potência. Os motores de indução, também conhecidos como motores assíncronos, são motores de corrente alternada. São motores muito robustos e os mais utilizados na indústria. Nos últimos anos com a evolução da eletrónica de potência tornou-se relativamente simples a variação de velocidade nos motores assíncronos, o que levou a novas aplicações para este tipo de motores, entre elas salienta-se a substituição de motores de corrente contínua e a aplicação para força motriz em veículos híbridos.

2.3. Armazenamento de Energia

Seguidamente são abordadas tecnologias utilizadas no armazenamento de energia em veículos elétricos e em veículos híbridos.

2.3.1. Baterias

Existe um vasto leque de tecnologias de baterias, tendo em consideração os materiais empregues na construção, existindo ainda vários subtipos das várias conjunções de materiais ou características construtivas e funcionais.

Dada a sua utilização, existem três tipos de baterias:

Baterias para aplicações do tipo arranque, “*Starter*” – São baterias concebidas para aplicações de arranque de motores de combustão, disponibilizam uma corrente muito elevada num curto período de tempo. Têm uma baixa resistência interna que é obtida pela adição de um número elevado de placas. As placas são finas e o chumbo é adicionado numa forma esponjosa tendo a aparência de uma espuma. Este método estende a superfície das placas para obter uma resistência baixa e uma potência máxima. Nestas baterias é dada maior importância à potência do que à capacidade. [22]

Este tipo de bateria geralmente entra em falha se sujeita a 30-150 ciclos de descarga profunda enquanto pode suportar milhares de ciclos de arranque (2-5% de descarga). [21]

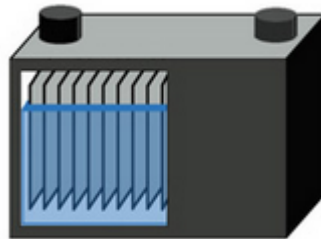


Figura 2.1 – Bateria para aplicações do tipo “*Starter*” (extraído de [22])

Baterias para aplicações do tipo ciclo profundo, “Deep – Cycle” – São baterias concebidas para aplicações que necessitam de potência constante, como a motorização de veículos elétricos. São construídas para apresentarem uma elevada capacidade e um elevado número de ciclos de carga / descarga. Este desempenho é obtido à custa de placas mais espessas. Embora sejam concebidas para suportarem ciclos carga/descarga profundos, a descarga total induz danos na bateria e a quantidade de ciclos depende do estado de descarga a que a bateria é sujeita. [22]

Este tipo de baterias pode ser sujeito a profundidades de descarga de 80%, no entanto para se obter uma melhor relação de custo / duração de vida, é aconselhável que a profundidade da descarga não vá para além dos 50%. [21]

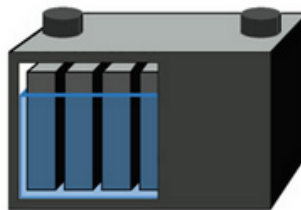


Figura 2.2 – Bateria para aplicações do tipo “Deep – Cycle” (extraído de [22])

Baterias para aplicações do tipo “Marine” – São baterias de construção híbrida entre as baterias “Starter” e as baterias “Deep – Cycle”. [21]

Neste trabalho apenas vai ser analisada a utilização de baterias “deep-cycle” dada a sua aplicação em veículos elétricos. As baterias recarregáveis, de chumbo – ácido, de iões de lítio (Li-ion) e de hidreto metálico de níquel (Ni-MH), por serem normalmente empregues em veículos elétricos e em veículos híbridos, serão as tecnologias aqui abordadas.

2.3.1.1. Bateria de Chumbo – ácido

As baterias de chumbo – ácido continuam a ser as baterias mais utilizadas, encontrando a sua aplicação principal no ramo automóvel. Apresentam como vantagens o baixo custo, elevada tensão por célula e um tempo de vida útil interessante. No entanto são relativamente pesadas, perdem capacidade quando sujeitas a baixas temperaturas, o tempo útil de vida reduz-se significativamente quando sujeitas a temperaturas elevadas e não podem ser deixadas descarregadas por muito tempo sem ficarem danificadas. Alguns fabricantes produzem pequenas baterias de chumbo – ácido que embora não sejam seladas, são especialmente desenhadas para serem à prova de derramamento. Estas baterias encontram-se disponíveis em duas versões; *standard* e permanente. As baterias do tipo *standard* quando não em uso, dependendo da temperatura ambiente, necessitam ser recarregadas a cada 4 – 6 semanas. As baterias do tipo permanente armazenadas a uma temperatura de 20 °C, sem manutenção, necessitam de ser recarregadas após 10 meses (6 meses no caso de baterias mais velhas). As baterias do tipo permanente, quando descarregadas necessitam ser recarregadas num espaço de 2 semanas. [23]

A invenção das baterias com válvula reguladora (VRLA) permitiu o desenvolvimento de baterias seladas. As primeiras unidades comercializadas foram inventadas pela Sonnenschein GmbH na década de 1960 e pela Gates Energy Products durante a década de 1970. Estas baterias eram respectivamente do tipo “gel” e do tipo “separador de fibra de vidro absorvente de líquido” (AGM). A designação VRLA advém destas baterias terem uma válvula, de sentido único, que atua para aliviar a pressão se a quantidade de hidrogénio dentro da bateria atingir um valor elevado. [24]

Baterias VRLA do tipo “gel” – Baterias em que ao ácido foi adicionado gel de sílica, tornando o eletrólito numa massa gelatinosa. Têm a vantagem de poderem ser usadas em qualquer posição e de não derramarem o eletrólito mesmo quando o invólucro é quebrado. Como desvantagem, devem ser carregadas a uma baixa taxa de corrente (C/20). Não podem ser carregadas pelos carregadores convencionais sem controlo de limite de corrente. Quando sobrecarregadas podem surgir espaços no gel que levam à irreversível perda de capacidade da bateria. Quando usadas em climas quentes, a perda de água podem levar à falha prematura da bateria num espaço de 2 a 4 anos. [21]

Baterias VRLA do tipo “AGM” – Um novo tipo de baterias em que são utilizados separadores de fibra de vidro absorvente de líquido entre as placas. Apresentam todas as vantagens das baterias de “gel”, mas suportam utilizações menos cuidadas. Quase todas as baterias AGM são do tipo recombinado, ou seja, o oxigénio e o hidrogénio são recombinados dentro da própria bateria, assim quase nenhuma água é perdida. As tensões de carga são as mesmas que numa bateria *standard*, apresentam uma resistência interna extremamente baixa pelo que não acontecem sobreaquecimentos quando usadas com correntes elevadas de carga e de descarga. Apresentam geralmente uma auto descarga de 1% a 3% por mês, isto significa que

podem ficar armazenadas mais tempo sem necessidade de recarga. A maioria das baterias AGM pode ser carregada totalmente (95% ou mais) mesmo depois de estar 30 dias descarregada. [21]

2.3.1.2. Bateria de níquel–hidreto metálico

As baterias de níquel–hidreto metálico (NiMH) foram introduzidas comercialmente na última década do século XX. Apresentam um desempenho similar às baterias níquel cádmio (NiCad), a principal diferença reside no eletrodo negativo que utiliza hidrogénio, absorvido num hidreto metálico, sendo assim livres de cádmio que é um metal tóxico [3] .

É uma tecnologia razoavelmente madura com mais do dobro da energia específica de uma bateria de chumbo – ácido e 40% superior à energia específica de uma bateria de níquel cádmio. Aceitam elevadas taxas de corrente de descarga e de carga e micro ciclos de carga / descarga. Apresentam como vantagens; elevada energia específica, baixa resistência interna, tipicamente 3000 ciclos de vida, podem ser utilizadas em ciclos profundos de descarga, toleram sobrecargas e sobre descargas, permitem cargas rápidas, mais seguras do que as baterias baseadas em lítio, apresentam uma característica de descarga em que a tensão permanece relativamente estável até a bateria estar praticamente descarregada. Apresentam como desvantagens; uma elevada taxa de auto descarga, sofrem de efeito de memória, a tensão por célula é de apenas 1,2 V, mais caras que as baterias de NiCad [25] .

São aplicadas em produtos tais como câmaras de vídeo, computadores portáteis, telemóveis. Têm também uma vincada importância na aplicação em veículos elétricos e em veículos híbridos.



Figura 2.3 – Bateria NiMH, com ventilação integrada (extraído de [3])

2.3.1.3. Bateria de lítio

As baterias de lítio recarregáveis surgiram no mercado no final da década de 1980. Apresentam uma energia específica muito maior quando comparadas com outras baterias recarregáveis. As baterias de polímero de lítio (Li-po) têm um elétrodo negativo, metálico, composto por lítio e o elétrodo positivo composto por uma transição de óxido metálico intercalado. O elétrodo negativo de lítio sólido tem sido a causa de problemas com este tipo de células, existem dificuldades na segurança e por vezes dificuldades no desempenho devido à passivação. Têm sido largamente substituídas pelas baterias de iões de lítio (Li-ion). As baterias de iões de lítio foram introduzidas no início da década de 1990, utilizam um óxido metálico lítico de transição intercalado no elétrodo positivo e um elétrodo negativo de carbono lítico. O eletrólito é composto por uma solução de líquido orgânico ou por um polímero. As baterias de iões de lítio apresentam uma considerável vantagem de peso, o que as torna uma muito atrativa candidata para utilização em futuros veículos elétricos. A energia específica, por exemplo, é cerca de três vezes superior à das baterias de chumbo – ácido, o que pode aumentar significativamente a autonomia de um veículo. Contudo as baterias maiores têm ainda um preço proibitivo. [3]

Apresentam as seguintes vantagens; elevada tensão por célula (3,6 V) o que significa menor número de células por bateria, eletrólito não líquido sendo assim imunes a fugas, energia específica muito elevada, elevada potência específica, são leves, estão disponíveis células individuais com capacidades até 1000 Ah, permitem cargas rápidas, podem ser utilizadas em ciclos profundos, taxas de auto descarga muito pequenas, não sofrem de efeito de memória, toleram micro ciclos, vida longa (1000 a 3000 ciclos). Apresentam como desvantagens; custo elevado para aplicações de potência elevada, regulamentação específica para o transporte deste tipo de baterias, perda de capacidade quando sobrecarregadas, as células degradam-se quando descarregadas abaixo de 2 V, necessitam de circuitos de proteção, a medida do estado de carga é mais complexo do que para a maioria das baterias eletroquímicas [25] .

Um dado importante sobre as baterias de Li-ion é a necessidade de um controlo preciso da tensão de carga. Se a tensão de carga for ligeiramente elevada pode danificar a bateria, se for muito baixa a bateria ficará insuficientemente carregada [3] .

A tensão típica por célula é de 4,2 V, o carregamento a uma tensão de 4,1 V incrementa o ciclo de vida mas reduz a capacidade da bateria em 10%. Não toleram sobrecargas pelo que o carregamento através de corrente residual (*Trickle Charge*) não deve ser utilizado. [25]



Figura 2.4 – Bateria Li-ion, 14,8 V, 50 Ah (extraído de [26])

2.3.1.4. Resumo

As baterias recarregáveis de; chumbo – ácido, níquel – hidreto metálico (NiMH) e íões de lítio (Li-ion) são dispositivos de armazenamento de energia com recurso a processos eletroquímicos. As baterias de chumbo – ácido continuam a ser as mais utilizadas em veículos elétricos e em veículos híbridos, nestes veículos as baterias para alimentação da motorização têm vindo a ser substituídas pelas baterias de níquel – hidreto metálico por estas apresentarem, entre outras vantagens, maior energia específica. As baterias de íões de lítio, são uma nova geração de baterias cuja investigação se encontra em curso, apresentam a mais elevada energia específica.

Na Tabela 2.1 encontram-se dados que permitem uma comparação entre estes três tipos de baterias.

Especificações	Tecnologia				
	Chumbo – ácido	NiMH	Li-ion Cobalto	Li-ion Magnésio	Li-ion Fosfato
Energia específica (Wh/kg)	30 - 50	60 -120	150 -190	100 -135	90 -120
Resistência interna (mΩ)	<100 bat. de 12 V	200 – 300 bat. de 6 V	150 – 300 bat. 7,2V	25 – 75 por célula	25 – 50 por célula
Ciclos de vida (80% descarga)	200 - 300	300 - 500	500 - 1000		1000 - 2000
Tempo de carga rápida	8 – 16h	1h típico	2 – 4h	≤1h	
Tolerância a sobrecarga	Elevada	Reduzida	Reduzida		
Auto descarga / mês	5 %	30 %	< 10 %		
Tensão por célula	2 V	1,2 V	3,6 V	3,8 V	3,3 V
Periodicidade de Manutenção (quando armazenadas)	3 – 6 Meses	30 – 60 dias	Desnecessária manutenção quando armazenadas		
Requerimentos de Segurança	Estabilidade térmica	Estab. Térmica, fusível	Circuitos de proteção (tensão mínima e tensão máxima)		
Em uso desde:	Finais de 1800	1990	1991	1996	1999
Toxicidade	Muito elevada	Reduzida			

Tabela 2.1 – Bat. Chumbo-acido, NiMH e Li-ion, dados comparativos (extraído de [22])

Por observação dos dados que constam na Tabela 2.1, constata-se que as baterias de íões de lítio apresentam a mais elevada energia específica, a maior tensão por célula, a mais baixa resistência interna (exceto baterias de íões de lítio e cobalto), o maior número de ciclos vida e reduzida toxicidade; são uma grande promessa para a utilização nos veículos do futuro. A título de exemplo refere-se que o Toyota Prius, o Honda Insight e o Ford Escape estão equipados com baterias de NiMH, o protótipo Eclipse-EV da Mitsubishi e alguns Ford Escape têm sido demonstrados com baterias de Li-ion.

2.3.2. Condensadores de Dupla Camada (*Supercapacitor* ou *Ultracapacitor*)

A tecnologia dos condensadores elétricos de dupla camada (EDLC), conhecidos como supercondensadores e como ultracondensadores, avançou tremendamente na última década, embora a investigação continue é pouco provável que atinjam uma energia específica suficiente para serem utilizados como única fonte de energia num veículo, contudo a conjugação destes dispositivos com baterias ou com células de combustível é uma excelente fonte de energia portátil [19]. O princípio básico de funcionamento de um ultracondensador assenta no seguinte: quando duas hastes de carbono, separadas uma da outra, são imersas numa fina solução de ácido sulfúrico e aplicada uma tensão incrementada de zero a 1,5 V, praticamente nada ocorre até 1 V; ligeiramente acima de 1,2 V, uma pequena bolha aparece junto à superfície de ambos os elétrodos. As bolhas que surgem acima de 1 V indicam a decomposição da água. Abaixo da tensão de decomposição, enquanto a corrente não flui, ocorre uma “dupla camada elétrica” na fronteira dos elétrodos com o eletrólito. [28]

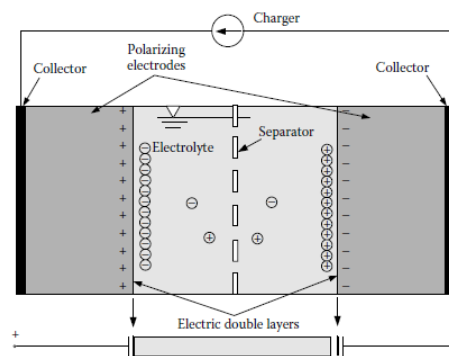


Figura 2.5 – Ultracondensador – princípio de funcionamento (extraído de [28])

A dupla camada elétrica funciona como um isolador apenas abaixo da tensão de decomposição. A energia armazenada no condensador é expressa pela equação (2.1) onde C é a capacidade em farads e U é a tensão em [V].

$$W = \frac{1}{2}CU^2 \quad (2.1)$$

Dada a equação (2.1) são desejáveis valores elevados de U para se obter condensadores de elevada densidade de energia. Até agora, a tensão nominal dos condensadores com eletrólito aquoso é de 0,9 V por célula, e nos eletrólitos não aquosos é de 2,3-3,3V por cada célula.

Nos ultracondensadores a dupla camada é muito fina, tão fina quanto uma molécula, e a capacidade por área é bastante elevada ($2,6-5 \mu\text{F} / \text{cm}^2$). Ainda que alguns $\mu\text{F} / \text{cm}^2$ sejam obtidos com recurso a condensadores com folha de alumínio, a densidade de energia não é elevada.

O incremento de capacidade é obtido com elétrodos feitos de materiais com grandes áreas específicas, como o carbono ativado que atinge áreas de 1000-3000 m²/g. Atualmente estão disponíveis ultracondensadores com capacidades até alguns milhares de farads, por exemplo 2600 F, 2,5 V, do fabricante Maxwell, estes dispositivos apresentam uma elevada potência específica, no entanto a densidade de energia dos ultracondensadores é bastante menor do que nas baterias; a densidade de energia típica de um ultracondensador é de 2 Wh / kg que representa 1/20 da densidade de energia de uma bateria típica de chumbo – ácido, contudo apresentam a vantagem de terem constantes de tempo de carga e de descarga muito mais rápidas. O problema desta tecnologia reside no nível de tensão ser muito baixo, entre 1 e 3 V. De forma a armazenar energia a uma tensão razoável têm de ser ligados em série muitos condensadores. Como anteriormente referido, a conjugação destes dispositivos com baterias ou com células de combustível é um excelente meio fonte de energia portátil, em veículos elétricos e em veículos híbridos, são utilizados como fonte intermédia de energia para providenciar energia em momentos de necessidade súbita, como quando o veículo se encontra em aceleração ou em subidas. Por vezes os ultracondensadores são utilizados como fonte intermédia de energia no arranque de um motor de combustão interna [29] .

Nos veículos elétricos e nos veículos híbridos os ultracondensadores são utilizados para armazenar a energia recuperada durante uma travagem regenerativa [28] . Os ultracondensadores apresentam uma resistência série sendo este o elemento causador de perdas. A eficiência do ultracondensador é expressa por:

$$\eta = \frac{U_c}{U_c + R_s I} \quad (2.2)$$

Assim, a eficiência reduz-se com correntes elevadas e tensões reduzidas, devendo o ultracondensador ser mantido acima dos 60% da sua tensão nominal, além disso note-se pela equação (2.1) que um ultracondensador com uma tensão igual a 50% da sua tensão nominal, apresenta somente 25% da energia possível de armazenar, pelo que não é viável numa aplicação real utilizar toda a energia armazenada.

Geralmente o fabricante apresenta um valor mínimo de tensão, U_{CB} , abaixo do qual o ultracondensador deixará de fornecer energia. [28]

Resumo

Os condensadores elétricos de dupla camada (EDLC), conhecidos como supercondensadores ou ultracondensadores, são dispositivos que acumulam energia elétrica. Apresentam uma baixa energia específica, porém uma elevada potência específica sendo utilizados como fonte de energia intermédia em veículos elétricos e híbridos. Por apresentarem uma elevada potência específica e uma reduzida resistência interna, podem disponibilizar correntes elevadas em cargas e descargas muito rápidas, complementam uma outra fonte de energia (bateria ou

célula de combustível) entregando energia quando necessário (necessidades súbitas tais como em acelerações e em subidas, armazenamento de energia durante uma travagem regenerativa.

2.3.3. Condensador de Iões de Lítio (*Lithium-ion Capacitor*)

Quando comparado um condensador de iões de lítio com uma bateria de iões de lítio, este possibilita um número de ciclos de carga/descarga bastante superior, mais de 100.000 no caso desta tecnologia contra poucos milhares nas baterias. Suportam correntes de carga / descarga aproximadamente vinte vezes mais elevadas sendo também termicamente mais estáveis. [31] Comparando com um ultracondensador o condensador de iões de lítio apresenta uma densidade de energia quatro vezes superior, o dobro da capacidade para a mesma quantidade de carbono ativado, menor taxa de auto descarga e uma tensão nominal de 3,8 V contra 2,5 V do ultracondensador. [31]

O conceito do projeto de um condensador de iões de lítio (LIC) é apresentado na Figura 2.6.

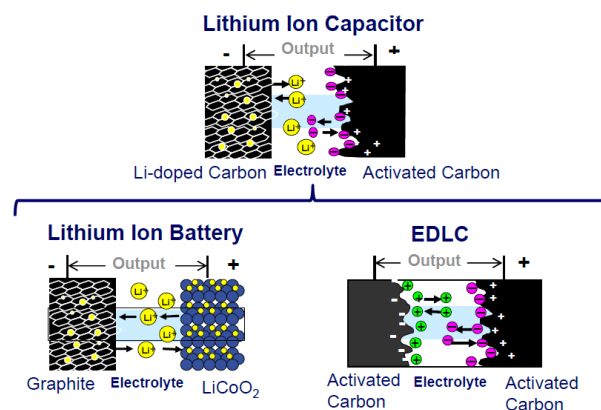


Figura 2.6 – Condensador de iões lítio (extraído de [31])

Como exemplificado na Figura 2.6 o condensador de iões de lítio é construído a partir da combinação da tecnologia de uma bateria de iões de lítio e da tecnologia de um condensador de dupla camada. Tem um elétrodo composto por carbono dopado com iões de lítio e um elétrodo composto por carbono ativado.

Comparando ultracondensadores com condensadores de iões de lítio, uma considerável desvantagem destes últimos é o pequeno intervalo de tensão de operação (2,2 – 3,8 V), o que pode levar à necessidade de topologias em paralelo para obter bons níveis de armazenamento de energia. Se no futuro os condensadores de iões de lítio atingirem os mesmos valores máximos de corrente que os ultracondensadores tradicionais o desempenho resultante seria impressionante. [32]

2.3.4. Células de Combustível (*Fuel Cell*)

As células de combustível (FC) geram eletricidade a partir do combustível do ânodo, de um oxidante no cátodo e de reações químicas no eletrólito. Apresentam como vantagens alta eficiência na conversão do combustível em eletricidade, funcionamento silencioso, baixa ou nula emissão de gases nocivos ou poluentes, recuperação das perdas em calor, flexibilidade de combustível devido ao hidrogénio ser o elemento mais abundante no planeta (pode ser extraído da água, do gás natural do metanol, etc), durabilidade e fiabilidade. São possíveis variadas combinações de combustíveis e oxidantes. O hidrogénio é um combustível ideal para as FC por não ser poluente e ter a mais elevada densidade de energia entre os combustíveis. Na aplicação em veículos é necessário um tanque especial abordo. Devido à relativamente baixa densidade de energia (2,6 kWh/l para o hidrogénio comparado com 6 kWh/l da gasolina), são necessários tanques maiores. A eficiência depende da energia retirada, quanto mais energia estiver a ser retirada menor é a eficiência [33] O custo elevado, a baixa durabilidade, o fraco desempenho em regime transitório e problemas de arranque com temperaturas abaixo de zero são os principais obstáculos para a comercialização de veículos alimentados exclusivamente por células de combustível. Além disso, os sistemas atuais de células de combustível não permitem fluxo bidirecional de energia e assim têm dificuldade em recuperar energia durante a travagem do veículo. Assim um sistema híbrido de armazenamento de energia será vantajoso por um longo período de tempo. [30]

Na Figura 2.7 pode ser observado o posicionamento das células de combustível relativamente às tecnologias de armazenamento de energia anteriormente abordadas, no que concerne à densidade de energia e densidade de potência.



Figura 2.7 – Condensador de iões lítio (extraído de [31])

Como já referido as células de combustível apresentam uma relativamente baixa densidade de energia quando comparadas com a gasolina, porém quando comparadas com as baterias, ultracondensadores e condensadores de iões de lítio, a densidade de energia das células de combustível é a mais elevada entre estas tecnologias. Contudo a baixa densidade de potência não permite extrair muita energia num curto período de tempo, sendo uma desvantagem nesta tecnologia de armazenamento de energia.

2.3.5. Sistemas Híbridos

O sistema de armazenamento de energia elétrica de um veículo elétrico ou de um veículo híbrido pode ser constituído por elementos de uma única tecnologia de armazenamento de energia, sendo no entanto frequentemente constituído por um sistema híbrido compreendendo neste caso duas ou mais tecnologias de armazenamento de energia. O sistema híbrido tem como objetivo complementar uma tecnologia que apresente um ponto fraco com uma outra tecnologia forte nesse mesmo ponto. Por exemplo as baterias de chumbo – ácido apresentam uma baixa densidade de potência e uma elevada densidade de energia, pelo contrário os ultracondensadores apresentam uma elevada densidade de potência e uma baixa densidade de energia, assim estas duas tecnologias complementam-se ao serem conjugadas para formar um sistema híbrido de armazenamento de energia elétrica.

2.3.5.1. Baterias / Baterias

Baterias de tecnologias diferentes têm características diferentes pelo que podem ser combinadas para obter resultados otimizados. Por exemplo, uma bateria de alumínio / ar tem uma baixa densidade de potência e não pode ser recarregada, mas pode ser usada em combinação com uma bateria que carregue e descarregue rapidamente e de forma eficiente, tal como as baterias de níquel e hidreto metálico. A bateria de alumínio / ar pode alimentar a carga e enviar a energia em excesso para a bateria NiMH quando a energia não é necessária. A energia armazenada na bateria NiMH pode ser utilizada durante a aceleração do veículo e esta bateria pode ser utilizada para armazenar energia recuperada durante as travagens. [3]

2.3.5.2. Baterias / Roda de Inércia

Através de caixas de mudanças adequadas podem ser utilizadas rodas de inércia concebidas para armazenar pequenas quantidades de energia de forma eficiente e devolverem, em período breve, essa energia. Podem ser úteis combinadas com baterias que não podem recuperar energia proveniente das travagens como por exemplo as baterias de zinco / ar. [3]

2.3.5.3. Célula de Combustível / Baterias, Ultracondensadores

As células de combustível apresentam uma elevada densidade de energia quando comparadas com as restantes tecnologias de armazenamento de energia abordadas, porém apresentam uma baixa densidade e além disso os sistemas atuais de células de combustível não permitem fluxo bidirecional de energia não permitindo por isso recuperar energia durante a travagem do veículo. Assim um sistema híbrido de armazenamento de energia será vantajoso por um longo período de tempo. Por exemplo, o veículo com células de combustível Toyota FCHV utiliza baterias de NiMH como sistema secundário de armazenamento de energia e o Honda FCX

complementa as células de combustível com ultracondensadores. Em comboios elétricos, as células de combustível providenciam a energia base durante a operação a velocidade constante, enquanto outro dispositivo de armazenamento fornecem energia durante os picos de necessidade durante as acelerações / operação com cargas pesadas e armazenam a energia recuperada durante as travagens. [30]

2.3.5.4. Bateria / Ultracondensadores

Um grande problema operacional associado à maioria das baterias eletroquímicas utilizadas para alimentar sistemas de tração, e em particular as baterias de chumbo – ácido, é a degradação do desempenho com elevadas correntes de carga /descarga, típicas das acelerações e travagens dos veículos [35] As correntes resultantes que entram e saem das baterias tendem a gerar aquecimento adicional dentro das baterias, o que leva a um aumento da resistência interna levando a uma redução da eficiência e podendo levar em última instancia à falha prematura das baterias. O problema de sobreaquecimento e perda de capacidade é mais acentuado quando as baterias se encontram próximo do máximo estado de carga (SOC) já que não podem aceitar as correntes elevadas durante as travagens sem que se degradem [36] A configuração Ultracondensadores / Baterias é o sistema HEES mais estudado e investigado [37] . Os ultracondensadores têm grande vantagem relativamente às baterias na recuperação e fornecimento de curtos surtos de energia devido à sua densidade de potência e habilidade de carregar e descarregar rapidamente. A adição de ultracondensadores assiste a bateria durante as subidas e aceleração do veículo, a capacidade recarregar rapidamente, assiste a bateria capturando a energia das travagens regenerativas. A aplicação de ultracondensadores também permite a utilização de baterias de menor dimensão, e quase não têm limite de ciclos de carga/descarga (já que a sua operação não envolve reações químicas). Além disso não necessitam de manutenção e não utilizam materiais tóxicos. [36]

2.3.5.5. Sistemas híbridos complexos

Sistemas híbridos de armazenamento de energia (HEES) com recurso simultâneo a várias tecnologias de armazenamento têm sido propostos, nas figuras seguintes são apresentados dois desses sistemas.

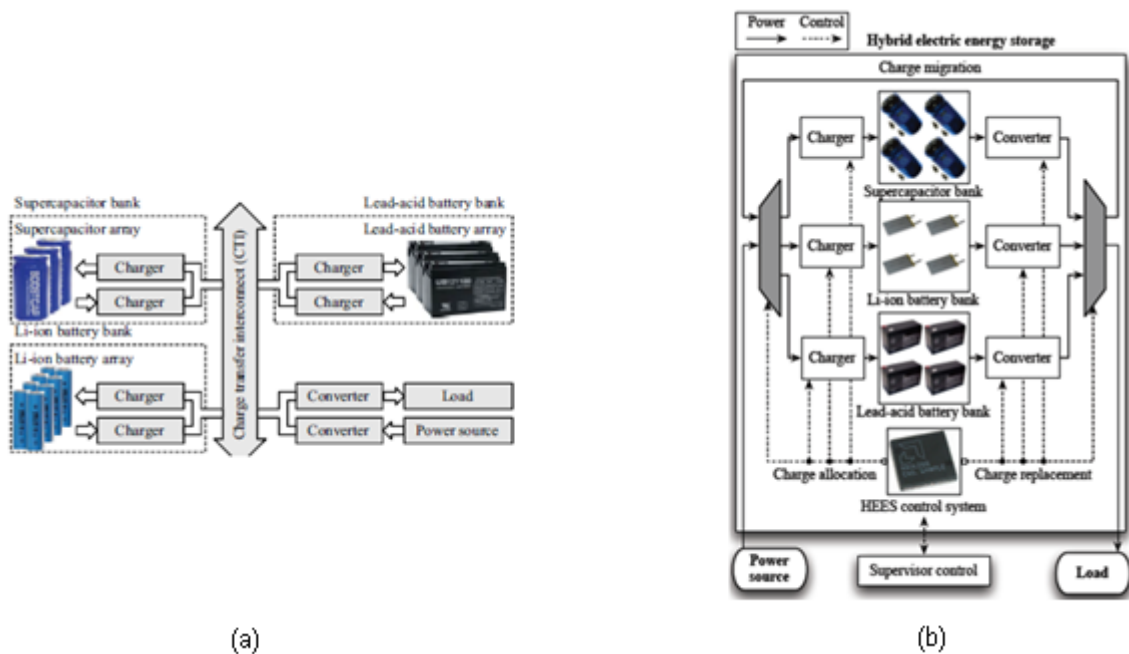


Figura 2.8 – HEES, (a) extraído de [38] , (b) extraído de [39]

Além do custo associado à utilização de várias tecnologias uma das considerações importantes é o processo de gestão e controlo do sistema híbrido de armazenamento de energia.

2.4. Topologias de Potência

Seguidamente são abordados alguns conversores de corrente contínua, estes conversores podem ser utilizados para converter uma tensão contínua de entrada, em geral não regulada, numa tensão de saída contínua e regulada. O comando é normalmente efetuado por modulação em largura de pulsos a uma frequência fixa, sendo o dispositivo comandado, vulgarmente designado por *Switch*, na maioria das vezes um BJT, MOSFET ou IGBT de potência [40] Estes reguladores, na sua forma mais básica ou em combinações de topologias e em variações das mesmas, são utilizados nas topologias de potência em veículos elétricos e híbridos.

2.4.1. Conversor Redutor de Tensão

Nos conversores redutores de tensão, a tensão de saída (U_{out}) é menor ou igual à tensão de entrada (U_{in}). Quando estes conversores não têm na sua topologia elementos de armazenamento de energia / filtragem, são geralmente designados como “Choppers”.

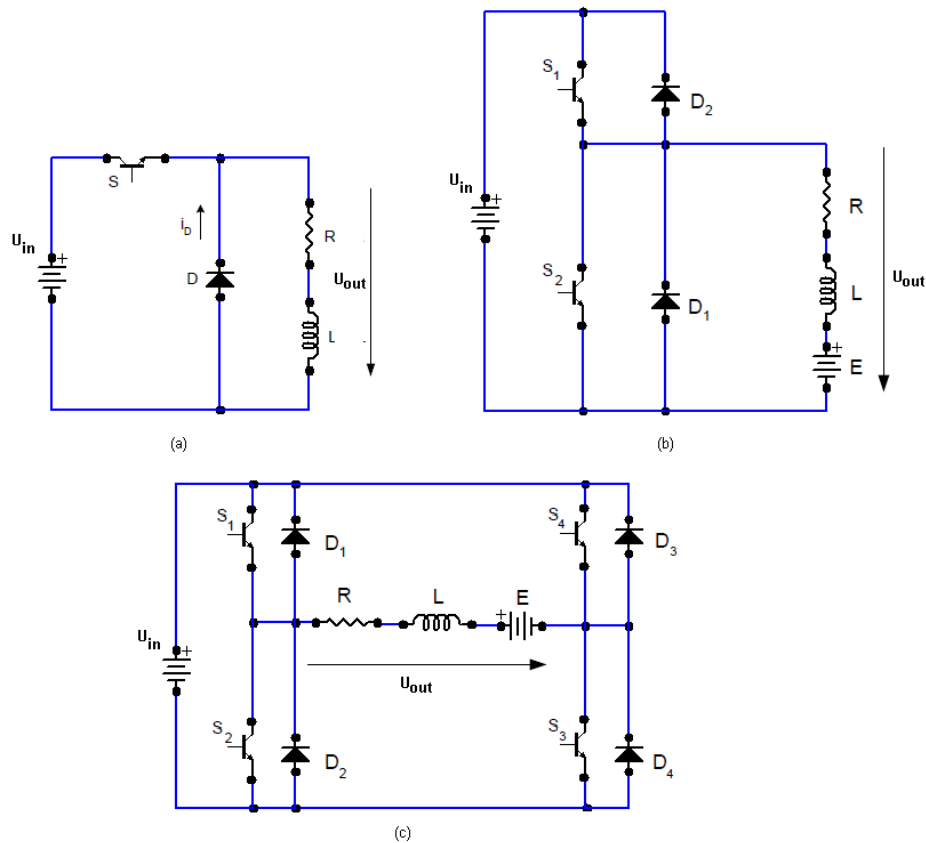


Figura 2.9 – Conversores “Choppers”

Na Figura 2.9, (a) é um conversor de um quadrante (1Q) em que na carga a tensão e corrente são positivas, encontra-se representado a alimentar uma carga RL. O conversor (b) é um conversor de dois quadrantes (2Q) em que na carga a tensão é sempre positiva e a corrente pode ser positiva ou negativa, encontra-se representado a alimentar uma carga do tipo RLE. O conversor (c) é um conversor de quatro quadrantes em que a tensão e corrente na carga podem ser ambas positivas, ambas negativas, tensão positiva e corrente negativa ou vice-versa, encontra-se representado a alimentar uma carga do tipo RLE.

O conversor redutor de tensão, com filtragem LC na saída, representado na Figura 2.10 é designado como “*Buck*”.

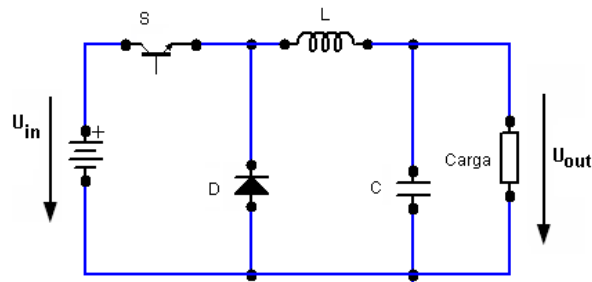


Figura 2.10 – Conversor redutor de tensão, “*Buck*”

Os conversores do tipo “*Buck*” têm eficiência elevada, maior que 90% [40] e a derivada da corrente de carga é limitada pela bobine “L”. O conversor disponibiliza uma tensão de saída polarizada e corrente de saída unidirecional. É necessário um circuito de proteção em caso de possível curto-circuito através do caminho do diodo. [40]

2.4.2. Conversor Elevador de Tensão

Num conversor elevador de tensão a tensão de saída (U_{out}) é maior ou igual à tensão de entrada (U_{in}). O conversor elevador de tensão representado na Figura 2.11 é designado como conversor “*Boost*”.

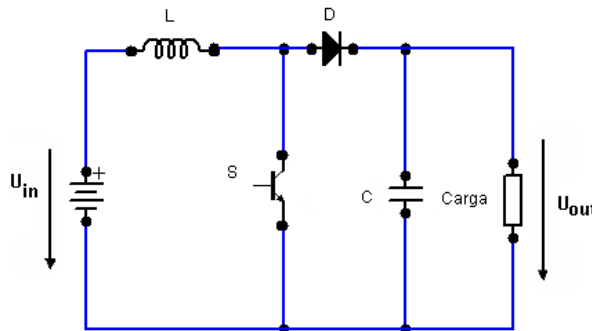


Figura 2.11 – Conversor elevador de tensão, “*Boost*”

O conversor “*Boost*” tem uma eficiência elevada [40]. É muito sensível a variações no ciclo de trabalho “ δ ” e pode ser difícil estabilizar o conversor. A corrente média de saída é menor que a corrente média da bobine por um fator de $(1 - \delta)$ e uma corrente eficaz muito mais elevada flui através do condensador de filtro, resultando na utilização de um condensador e uma bobine de filtro maiores que no conversor do tipo “*Buck*” [40]

2.4.3. Conversor Redutor – Elevador de Tensão

Num conversor redutor – elevador de tensão a tensão de saída (U_{out}) pode ser inferior ou superior à tensão de entrada (U_{in}).

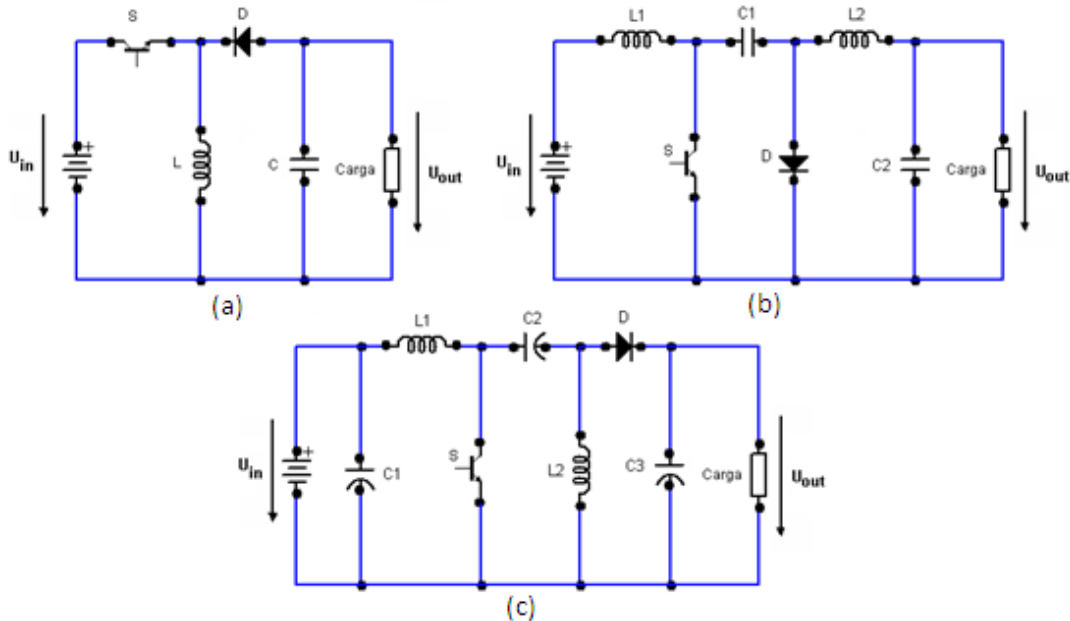


Figura 2.12 – Conversores redutores – elevadores de tensão

Na Figura 2.12, (a) é designado como conversor “*Buck-Boost*”, (b) como conversor “*Ćuk*” e (c) como conversor “*Sepic*”. Os conversores (a) e (b) quando operam como elevadores de tensão apresentam uma tensão de saída de polaridade inversa à tensão de entrada.

2.4.4. Conversor, Bidirecional, Redutor – Elevador de Tensão

Em [41] [42] [43] e [44] é utilizado um conversor bidirecional redutor – elevador de tensão “*Bidirectional Buck – Boost*”, como meio de interligação entre baterias e ultracondensadores num sistema híbrido de armazenamento de energia em veículos híbridos e elétricos. O conversor permite o fluxo bidirecional de energia entre os ultracondensadores e as baterias. A topologia de potência deste conversor é representada na Figura 2.13.

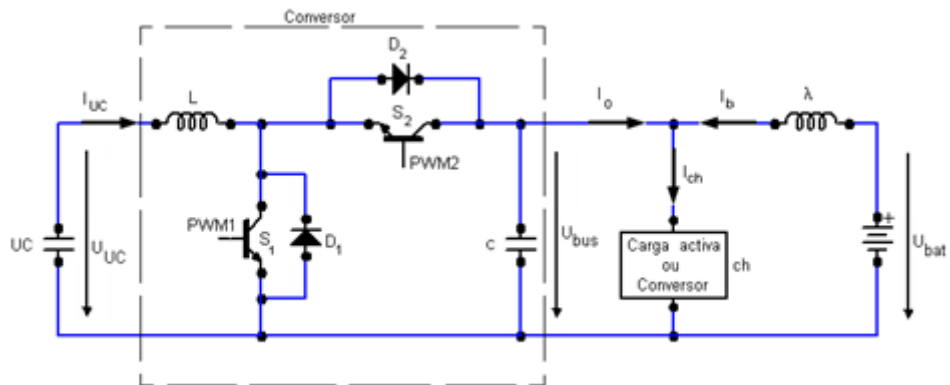


Figura 2.13 – Conv. bidirec. redutor – elevador de tensão, “*Bidirectional Buck – Boost*”

Este conversor quando opera como elevador de tensão permite obter na saída uma tensão maior ou igual à tensão de entrada sem inverter a polaridade. Quando o sentido do fluxo de energia é da saída para a entrada do conversor, este opera como redutor de tensão caso a tensão na saída se encontre a um nível mais elevado que a tensão de entrada. Em [42] esta topologia é implementada num automóvel *Chevrolet LUV truck* convertido para veículo elétrico. Durante a aceleração do veículo a energia armazenada no banco de ultracondensadores é utilizada na aceleração do veículo sendo esta energia poupada à bateria aumentando assim a sua vida útil. Durante a travagem regenerativa é recuperada energia para o banco de condensadores. O conversor apresenta uma eficiência de 84 % durante a operação de transferência de energia para a carga e uma eficiência de 87 % durante a recuperação de energia para os condensadores durante uma travagem regenerativa. [42]

2.4.5. Topologias de Potência em Sistemas Híbridos de Armazenamento de Energia

Nos sistemas híbridos de armazenamento de energia compostos por baterias e ultracondensadores, as topologias de potência mais amplamente utilizadas são [37] :

Topologia básica em paralelo

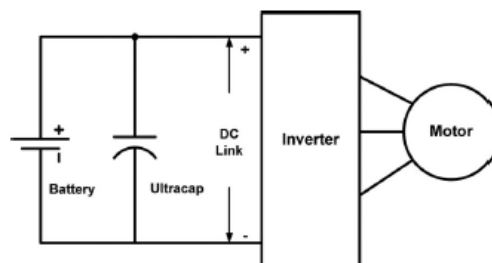


Figura 2.14 – HEES – Baterias/UC em paralelo (extraído de [37])

Esta topologia apresenta a vantagem de fácil implementação não necessita de controlo e dispendiosos conversores de eletrónica de potência. O principal problema desta topologia é que não é possível utilizar efetivamente a energia armazenada nos ultracondensadores. [37]

Topologia Baterias / Ultracondensadores

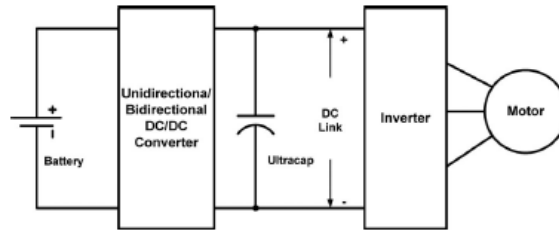


Figura 2.15 – HESS – Topologia Baterias/ UC (extraído de [37])

Com esta topologia a tensão das baterias pode ser mantida abaixo ou acima da tensão dos ultracondensadores. Os ultracondensadores encontram-se diretamente ligados ao barramento CC e trabalham com um filtro passa baixo. A estratégia de controlo aplicada a esta topologia permite variar a tensão no barramento CC dentro da gama em que os ultracondensadores podem ser mais eficientemente utilizados. [37]

Topologia Ultracondensadores / Baterias

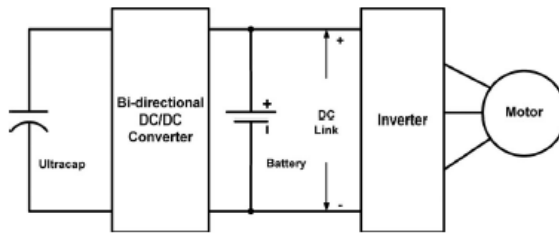


Figura 2.16 – HESS – Topologia UC/Baterias (extraído de [37])

Esta topologia é a mais estudada e investigada, utiliza um conversor bidirecional para interligação com os ultracondensadores o que permite a utilização de uma ampla gama de tensões nos ultracondensadores. O conversor bidirecional tem de ser maior para poder utilizar a potência dos ultracondensadores. A tensão dos ultracondensadores pode ser menor que a tensão do barramento de corrente contínua. [37]

Topologia em cascata

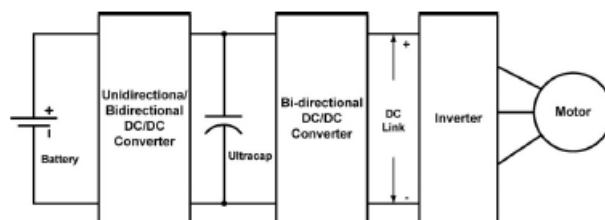


Figura 2.17 – HESS – Cascata Baterias/ UC (extraído de [37])

Para melhorar a gama de utilização de ultracondensadores é adicionado outro conversor bidirecional formando uma cascata. [37]

Topologia com múltiplos conversores

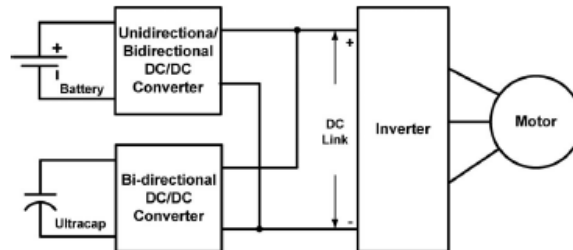


Figura 2.18 – HESS – Conversores múltiplos Bat./ UC (extraído de [37])

Com esta topologia tanto os ultracondensadores como as baterias podem ser mantidos a uma tensão inferior ao barramento de corrente contínua, ocorrem menos problemas de balanceamento. A desvantagem deste método é que são necessários dois conversores de potência elevada. [37]

Topologia com conversor de múltiplas entradas

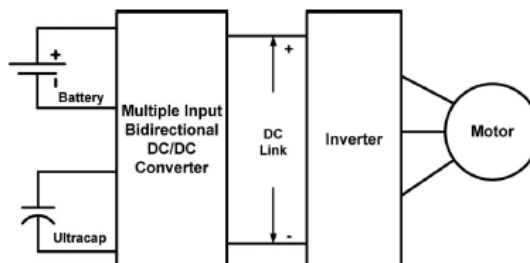


Figura 2.19 – HESS – Conversores múltiplos Bat./ UC (extraído de [37])

Esta topologia é proposta como alternativa à topologia anterior, com vista a reduzir os custos de implementação através da utilização de um só conversor dimensionado para a potência total do sistema. [37]

2.4.6. Modo de Operação

Nos conversores podem ocorrer dois modos de operação, nomeadamente a operação em modo contínuo e operação em modo descontínuo.

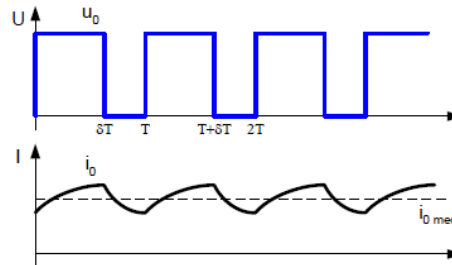


Figura 2.20 – Operação em modo condução contínua (extraído de [45])

Na operação em modo contínuo quando o transístor na malha onde se encontra um elemento de armazenamento de energia é desligado, a corrente que flui através desse elemento decresce, no entanto não se anula porque o transístor é novamente ligado antes que a energia armazenada se dissipe totalmente. Na Figura 2.20 observa-se as formas de onda da tensão e corrente na carga alimentada por um conversor, a carga é do tipo RL, verifica-se que a tensão de saída do conversor (u_0) é desligada no instante δT e que a corrente na carga (i_0) começa a decrescer não se chegando a anular porque o transístor é novamente ligado no instante T antes que a energia armazenada na bobine se tenha dissipado totalmente. O conversor encontra-se assim a operar no modo contínuo.

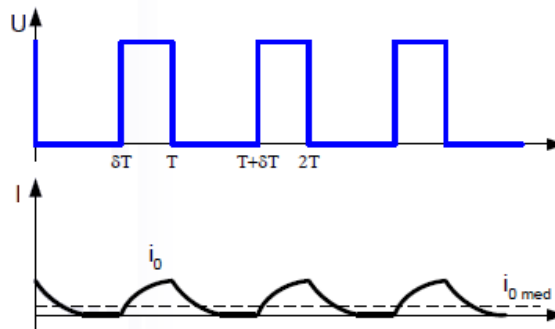


Figura 2.21 – Operação em modo condução descontínua (extraído de [45])

Na operação em modo descontínuo quando o transístor na malha onde se encontra um elemento de armazenamento de energia é desligado, a corrente que flui através desse elemento decresce até se anular, o transístor é novamente ligado num instante em que a energia armazenada já se dissipou totalmente. Na Figura 2.21 observa-se as formas de onda da tensão e corrente na carga alimentada por um conversor, a carga é do tipo RL, verifica-se que a tensão de saída do conversor (u_0) é desligada no instante T e que a corrente na carga (i_0) começa a decrescer anulando-se antes que o transístor seja novamente ligado no instante $T + \delta T$. O conversor encontra-se assim a operar no modo descontínuo.

2.5. Carregamento de Baterias

São utilizados dois métodos principais de carregamento de baterias; carregamento a tensão constante e carregamento a corrente constante. Existem muitas variantes destes métodos, tais como carregamento em regime de manutenção e carregamento em regime superficial, que são modificações do método de carregamento a tensão constante. Também, existem muitos métodos de controlo do processo de carga. Estes incluem carregamento por um determinado tempo até uma determinada tensão final, carregamento até uma determinada corrente final, carregamento controlado pela temperatura do eletrólito e carregamento controlado pela pressão interna da bateria (no caso das baterias seladas com válvula reguladora). O método de carregamento e de controlo do processo de carga deve ser adequado à tecnologia da bateria e ao tipo de aplicação a que a bateria se destina.

Os métodos tradicionais de carregamento utilizados com baterias de chumbo – ácido são; Tensão constante, Corrente constante, Tensão constante Corrente constante e carregamento por corrente pulsada. [46]

2.5.1. Método de Tensão Constante

Carregamento a tensão constante é uma técnica em que a bateria é carregada com uma tensão de valor na região de sobrecarga e um limite de corrente para não danificar a bateria. Este método apresenta como vantagens a regulação precisa da tensão, minimização de sobrecargas, possibilidade de variação do nível de tensão e limite de corrente para obter uma carga rápida ou uma carga lenta e pode ser utilizado para carregamento de manutenção (*Float Charge*). Como desvantagens apresenta na maioria dos casos um longo tempo de carga, a corrente de entrada (Ah) é indeterminada e tem que ser medida por integração de corrente, pode ocorrer com facilidade subcarga e perda de capacidade, a bateria pode tornar-se termicamente instável com correntes relativamente elevadas correspondentes a cargas rápidas. Sem controlo da temperatura ambiente pode ser necessário um ajuste da tensão de carga em função da temperatura a que a bateria está sujeita durante o processo de carga. [47]

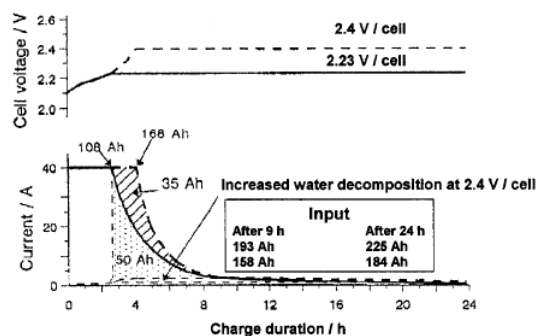


Figura 2.22 – Carregamento de baterias – método tensão constante (extraído de [47])

Observa-se na Figura 2.22 que a tensão de carga estabiliza nos 2,23 V / célula mantendo-se constante durante o processo de carga, a corrente de carga vai decrescendo e ficando próxima de zero quando a célula se encontra próxima do estado máximo de carga.

2.5.2. Método de Corrente Constante

Nesta abordagem, é aplicada uma corrente constante à bateria, como geralmente não é controlada a tensão, existe o perigo das células passarem um tempo apreciável sujeitas a tensões elevadas onde pode ocorrer formação de gás e corrosão das grades. Por outro lado, este tipo de carregamento garante que todas as células serão capazes de alcançar o estado máximo de carga. Um algoritmo comum de carregamento é estabelecer a corrente de carga em dois patamares, uma corrente mais elevada até a bateria atingir 90% do SOC e seguidamente uma corrente menor até ao final do processo de carga. Este método apresenta como vantagens a possibilidade de cargas rápidas e controladas com uma corrente de entrada (Ah) facilmente medida, carregadores relativamente baratos, a igualização de carga célula a célula é atingida em todos os carregamentos, não necessita compensação de temperatura, improvável ocorrência de instabilidade térmica devido às baixas e controladas correntes no final de carga, não é provável a ocorrência de subcarga. Apresenta como desvantagens a tensão não ser controlada (tensões elevadas podem produzir corrosão e formação de gás), quando o carregamento é efetuado com um só patamar de corrente pode produzir-se pesadas sobretensões (pode resultar em formação de gás, secagem do eletrólito, corrosão das grades e assim reduzir a vida da bateria), as correntes de final de carga devem ser ajustadas com o envelhecimento das baterias VRLA. [47]

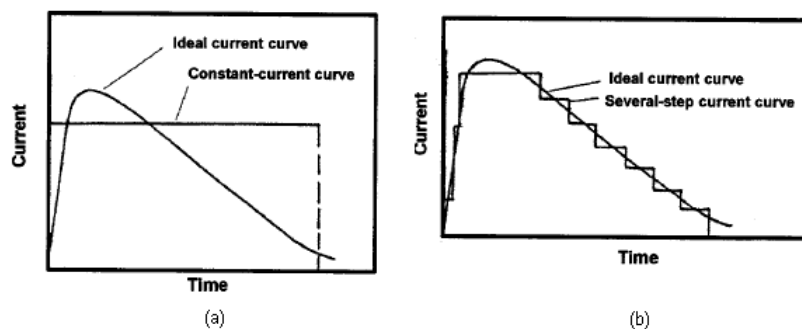


Figura 2.23 – Carregamento de baterias – método corrente constante (extraído de [47])

Observa-se na Figura 2.23, (a) método de carregamento por corrente constante com um só patamar de corrente, em (b) carregamento por corrente constante com vários patamares de corrente.

2.5.3. Método de Tensão e Corrente Constantes

Esta técnica é uma combinação dos dois métodos anteriores. O carregamento a corrente constante é usado na fase inicial até que a tensão na bateria atinja um valor predefinido a partir do qual a carga é efetuada pelo método de tensão constante. [48]

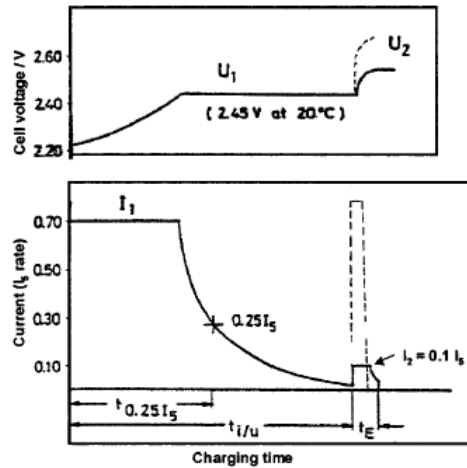


Figura 2.24 – Carreg. de baterias – método tensão / corrente constante (extraído de [47])
Observa-se na Figura 2.24, que a corrente de carga é mantida constante até um determinado instante a partir do qual passa a ser mantida constante a tensão de carga.

2.5.4. Método de Carregamento por Corrente Pulsada

O carregamento por corrente pulsada é uma técnica antiga em que foram pioneiros Norvik e Cominco [47] para se obter cargas muito rápidas em baterias de níquel – cádmio e em baterias de chumbo – ácido. Na Figura 2.25 é visível duas abordagens a este método de carregamento, uma utiliza um período constante e uma amplitude decrescente e outra com uma amplitude fixa e um período decrescente. Em ambos os casos, cada pulso entrega uma carga decrescente à célula / bateria com a aproximação do final de carga, o que minimiza a sobrecarga e a formação de gás. Uma outra variante é vista nos períodos “Off”, que podem ser de descanso completo, uma descarga ou uma combinação dos dois. Em todos estes casos os períodos “Off” permitem a dissipação de calor e a difusão do líquido do eletrólito, aumentando a eficiência do processo de carga e possibilitando a utilização de correntes mais elevadas na fase final de carga. [47]

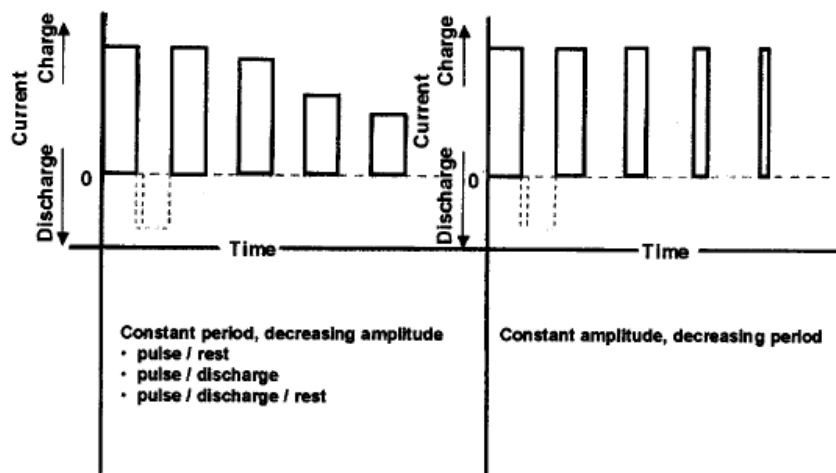


Figura 2.25 – Baterias - Carregamento por corrente pulsada (extraído de [47])

Em [48] é utilizado o carregamento pelo método de corrente pulsada com variação de largura de pulso, sendo o carregamento efetuado com um pulso de maior largura na etapa inicial e decrementado, com a evolução do estado de carga, até um valor reduzido. O método proposto foi especificado com uma frequência de 1 Hz e um fator de ciclo de 80%.

Na Figura 2.26 são apresentadas formas de onda do carregamento pelo método de corrente pulsada.

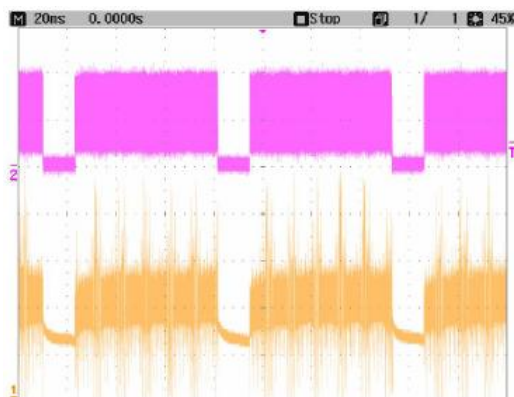


Figura 2.26 – Carreg. por corrente pulsada, tensão e corrente (extraído de [48])

As formas de onda da tensão e corrente da Figura 2.26 são da primeira etapa de carregamento da bateria. O tempo a "Off" da tensão permite o relaxamento da bateria, este tempo é alterado em função do estado de carga da bateria. O método proposto permite recuperar a capacidade da bateria. [48]

Capítulo 3 - Trotineta de Tração Elétrica

Seguidamente são apresentados dados construtivos e de desempenho pesquisados em três dezenas de modelos de trotinetas de vários fabricantes.

3.1. Quadro e Corpo

Na construção do quadro, em função da resistência pretendida que a estrutura deverá apresentar, do peso e preço do produto final, estão disponíveis no mercado trotinetas construídas com diferentes ligas; Liga de alumínio, Aço, Aço de Alta tração e Aço carbono molibdénio. Sendo este último o que permite a construção com uma melhor relação peso – resistência da estrutura, sendo no entanto o mais dispendioso.

Os materiais utilizados para a construção do restante corpo da trotineta são, no caso do *Deck* (placa onde o utilizador coloca os pés) o alumínio, aço e bambu. Para a construção dos restantes componentes que compõem o corpo (pára-lamas, tampas de proteção, etc.) da trotineta são utilizados; alumínio, plástico ABS, madeira.

3.2. Barra de Direção

Os materiais utilizados para a construção da barra de direção das trotinetas são os já referidos para a construção do quadro, não sendo necessariamente a trotineta construída com material igual no quadro e na barra de direção. O garfo (peça de ligação à roda da frente) é na maioria dos casos construído sem sistema de suspensão, existem no entanto modelos topo de gama e modelos mais adequados para todo o terreno que tem garfo com sistema de suspensão constituídos por molas amortecedoras. O sistema de suspensão torna a condução mais confortável em especial em pavimentos irregulares.

3.3. Rodas

As rodas utilizadas nas trotinetas são construídas na maioria dos casos em borracha com câmara-de-ar, encontram-se também no mercado trotinetas construídas com rodas de plástico maciço, borracha maciça, poliuretano. Em alguns modelos a roda da frente e a roda de trás são de materiais de natureza diferente. Os diâmetros variam entre 0,15 e 0,4 metros, a jante é construída em plástico ou em liga de alumínio. Alguns fabricantes disponibilizam modelos de trotinetas com rodas adequadas para todo o terreno.

3.4. Acionamento

Nas trotinetas elétricas o acionamento eletromecânico é composto por um motor elétrico de corrente contínua com magnetos permanentes e por uma das duas soluções seguintes:

- Uma corrente metálica, um pinhão de dentes montado no veio do motor e um pinhão de dentes montado no veio da roda traseira;
- Uma correia dentada, uma polia dentada montada no veio do motor e uma poli dentada montada no eixo da roda traseira.

O sistema de tração com correia tem maior eficiência que o sistema de tração com corrente e torna o sistema de tração mais silencioso. O sistema de tração com corrente tem a desvantagem de ser mais ruidoso e de necessitar de ajustes de tensão mais frequentes devido ao desgaste dos elos que compõem a corrente, as correntes têm a vantagem de ser mais duradouras que as correias.

3.5. Sistema de Travagem

Nos modelos disponíveis no mercado encontram-se três tipos de sistema de travagem; travão de tambor, travão de disco, travão de disco ventilado e travões de ferradura com calços. A localização do sistema de travagem é encontrada nas seguintes versões:

- Travão à frente;
- Travão atrás;
- Travão atrás e travão à frente.

Alguns fabricantes optam pela construção de trotinetas em que o sistema de travagem à frente é de um tipo diferente do travão atrás, a combinação mais comum é travão de disco à frente e travão de calço atrás. O travão de disco apresenta melhor eficiência que o travão de tambor na medida em que consegue com maior facilidade dissipar a energia da travagem, é também constituído por menor número componentes. Comparativamente aos travões de ferradura com calços, o travão de disco tem uma maior superfície de contacto sendo assim mais eficaz.

3.6. Acelerador

O sistema de acelerador das trotinetas elétricas encontra-se disponível em duas versões; acelerador de manete (tipo gatilho) e acelerador de punho rotativo. A opção por um sistema de manete ou de punho rotativo depende de uma preferência pessoal do utilizador e não será certamente um fator decisivo na compra de um determinado modelo de trotineta, alguns fabricantes alegam que os sistemas de acelerador com manete quebram-se mais facilmente e como tal equipam todos os seus modelos com aceleradores de punho rotativo. [34]

3.7. Sistema de Armazenamento de Energia

Entre os trinta e dois modelos de trotinetas pesquisados, sete modelos encontram-se equipados com baterias de polímero de lítio (Li-po), sendo esta tecnologia utilizada por dois entre nove fabricantes pesquisados, a maioria dos modelos encontram-se equipados com baterias seladas de chumbo – ácido. O nível de tensão das baterias é na maioria dos casos 24 V, encontram-se no entanto outros níveis de tensões (28; 36; 7,6 V).

3.8. Motor

Nas trotinetas elétricas disponíveis no mercado, os motores utilizados são de corrente contínua com magnetos permanentes e escovas. Encontram-se disponíveis trotinetas com motores de potência entre os 100 W e os 1000 W. Alguns modelos de motor são equipados com dissipadores em alumínio, outros são também selados o que permite operação exposta a poeiras, lama, salpicos de água, etc.

3.9. Autonomia

A autonomia depende não só das baterias consideradas mas também da potência do motor, eficiência do sistema de motorização e das condições de teste que levaram aos valores de autonomia apresentados pelos fabricantes. Nos modelos de trotinetas pesquisados a autonomia varia entre 8 km (modelo com motor de 100 W e bateria de 24 V) e 48 km (modelo com motor de 300 W e bateria de 24 V).

3.10. Velocidade Máxima

Nos modelos de trotinetas pesquisados a velocidade máxima varia entre 15 km/h (modelo com motor de 100 watts e bateria de 24 V) e 51 km/h (modelo com motor de 1000 watts e bateria de 48 V). Alguns fabricantes equipam a trotineta com um controlador com possibilidade do utilizador selecionar entre dois modos de condução, modo económico ou modo turbo. A legislação em Portugal (artigo 112º do código da estrada) impõe um limite de velocidade máximo de 25 km/h para este tipo de veículos

3.11. Peso da Trotineta e Peso Máximo Transportável

O peso da trotineta varia bastante de acordo com os materiais utilizados, quantidade de baterias, dimensão e matérias das rodas, etc. Nos modelos pesquisados o peso varia entre os 7 kg e 31,75 kg. O parâmetro de peso máximo transportável encontrado com maior valor nos modelos pesquisados é de 181 kg e o peso máximo transportável com valor menor é de 90 kg.

Capítulo 4 - Trotineta de Tração Elétrica com Recuperação de Energia

4.1. Introdução

Este capítulo descreve pormenorizadamente os princípios de funcionamento, conceitos envolvidos, cálculos teóricos e apresentação de simulações numéricas do sistema proposto. Para a implementação do sistema proposto é utilizada uma trotineta elétrica do fabricante ZAC[®] elétrica. São implementados ultracondensadores que em conjugação com as baterias formam um sistema híbrido de armazenamento de energia. É substituído o conversor eletrónico de potência e o sistema de controlo e comando.

4.2. Cinemática

As forças que atuam num veículo durante a travagem em plano horizontal, onde a resistência de rolamento e força de resistência aerodinâmica são ignoradas, encontram-se representadas na Figura 4.1.

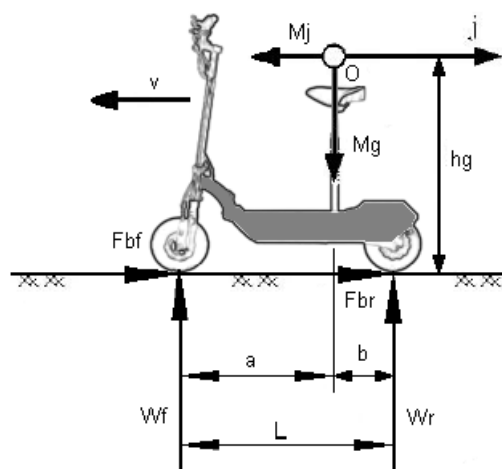


Figura 4.1 – Forças que atuam durante a travagem de um veículo

Onde v é a velocidade do veículo, Wf e Wr são as forças normais que atuam verticalmente na roda dianteira e roda traseira. A massa do veículo é representada por M e expressa em kg, j é a desaceleração do veículo em m/s^2 . As forças aplicadas às rodas pelo sistema de travagem são respetivamente Fbf e Fbr . O centro de gravidade encontra-se no ponto O , a e b são as distâncias das rodas ao centro de gravidade.

Quando em deslocamento num plano horizontal, a potência nas rodas do veículo pode ser calculada pela equação (4.1) onde, M é a massa do veículo em kg, g é a aceleração gravítica, f_r

é a resistência ao rolamento dos pneus, ρ_a é a densidade da massa de ar, C_D é o coeficiente de resistência aerodinâmica. A é a área frontal do veículo, v é a velocidade do veículo, R o coeficiente de inércia rotacional e dv/dt a aceleração do veículo em m/s^2 .

$$P_D = \frac{V}{1000} \left(Mgf_r + \frac{1}{2} \rho_a C_D A v^2 + MR_g \frac{dv}{dt} \right) \quad (4.1)$$

Quando a roda motriz recebe potência da fonte de energia e impulsiona o veículo $P_D > 0$. Quando $P_D < 0$ a energia cinética do veículo é dissipada por atrito no sistema de travagem. [49] Para a representação do centro de massa na Figura 4.1 foi considerado que um condutor se encontra sentado no selim do veículo. A energia numa massa em movimento é dada por:

$$E_C = \frac{1}{2} M v^2 \quad (4.2)$$

Uma trotineta com uma massa de 113 kg que se encontre em deslocamento a 25 km/h, pela equação (4.2) a energia cinética do veículo é:

$$E_C = \frac{1}{2} * 113 * (6,944)^2 \cong 2724 [J] \quad (4.3)$$

4.3. Armazenamento de Energia

A recuperação de energia durante a travagem regenerativa é um meio efetivo para melhorar a eficiência de um veículo [49]. Na travagem mecânica, a força de atrito entre as partes rotativas e os freios fornece a oposição requerida ao movimento, os freios em contacto com as rodas aquecem devido à energia cinética ser transformada em energia térmica. Na travagem regenerativa uma máquina elétrica a trabalhar como gerador (máquina que poderia estar anteriormente a trabalhar como motor), trava o veículo e possibilita a recuperação de energia para a fonte principal ou para outro sistema de armazenamento de energia [9].

A equação (4.2) permite uma base de partida para o dimensionamento dos componentes do sistema de recuperação e armazenamento da energia recuperada, a energia recuperada será inferior a esse valor base devido a perdas resultantes da resistência aerodinâmica do veículo, resistência ao rolamento, atritos, perdas no cobre e no ferro da máquina elétrica, perdas no conversor de potência e no sistema de armazenamento.

Considerando que a travagem do veículo deverá ocorrer em 2 segundos, e que não existem perdas, o sistema recuperação e armazenamento de energia regenerativa deve ser

dimensionado para uma potência de:

$$P = \frac{2724}{2} \approx 1,36[kW] \quad (4.4)$$

Como referido no Capítulo 3, a fonte de energia mais usual em trotinetas elétricas é baterias de chumbo – ácido (geralmente duas baterias de 12 V ligadas em série), tendo as baterias uma baixa densidade de potência (ver Capítulo 2) leva a que estas não possam absorver as correntes elevadas resultantes de uma travagem regenerativa, sendo mais elevado o risco de danificar a bateria quando esta se encontra próxima do estado máximo de carga [50] , a corrente que deve ser absorvida pelas baterias durante a travagem regenerativa é:

$$I = \frac{P}{U} = \frac{1360}{24} \approx 57[A] \quad (4.5)$$

Logo, a corrente a ser absorvida excede em muito a corrente que as baterias podem absorver durante um processo de carga.

Os ultracondensadores apresentam uma elevada densidade de potência (ver Capítulo 2), por exemplo um ultracondensador do tipo BCAP1200 da Maxwell, apresenta uma densidade de potência de 5800 W/kg, suportando uma corrente permanente de 110 A_{RMS} ($\Delta T=40^{\circ}C$) e uma corrente não repetitiva (1 segundo) de 1000A [51] . Podendo absorver correntes elevadas, os ultracondensadores podem ser usados para armazenar a energia recuperada durante uma travagem regenerativa. Podem ser carregados / descarregados em 0,3 a 30 segundos. [52]

O sistema de armazenamento de energia da trotineta elétrica é um sistema híbrido composto por baterias de chumbo – ácido e por ultracondensadores, estas duas tecnologias são interligadas através de um conversor de potência *Buck-Boost* bidirecional.

Com vista a ser economicamente viável a implementação do sistema proposto numa trotineta elétrica é necessário um compromisso entre a capacidade dos ultracondensadores e o custo associado. Além de uma capacidade que permita armazenar a energia recuperada de várias travagens é também desejável que a tensão do conjunto de ultracondensadores não seja reduzida quando comparada com a tensão aos terminais das baterias.

Utilizando quatro condensadores BCAP3000 ligados em série obtém-se uma capacidade equivalente de:

$$C_{eq} = \frac{C}{n^{\circ} \text{condensadores}} = \frac{3000}{4} = 750 [F] \quad (4.6)$$

Sendo U_{UC} a tensão de um ultracondensador (2,7 V).

A tensão aos terminais do conjunto de ultracondensadores é de:

$$U_{UC} = \sum_1^n U_{UCn} = 10,8 [V] \quad (4.7)$$

A energia armazenada num condensador é dada por:

$$W = \frac{1}{2} CU^2 \quad (4.8)$$

Logo é possível armazenar no conjunto de ultracondensadores uma energia de:

$$W = \frac{1}{2} * 750 * (10,8)^2 = 43740 [J] \quad (4.9)$$

Comparando com o resultado obtido na equação (4.3), é possível armazenar a energia proveniente do seguinte número de travagens:

$$n^{\circ} \text{Travagens} = \frac{W_{\max. UC}}{(W_C)_{\text{travagem}}} = \frac{43740}{2724} \approx 16 \quad (4.10)$$

4.4. Estrutura de Potência

A estrutura de potência do sistema proposto é composta por um conversor *Buck-Boost* bidirecional e por um conversor de dois quadrantes conforme representado na Figura 4.2.

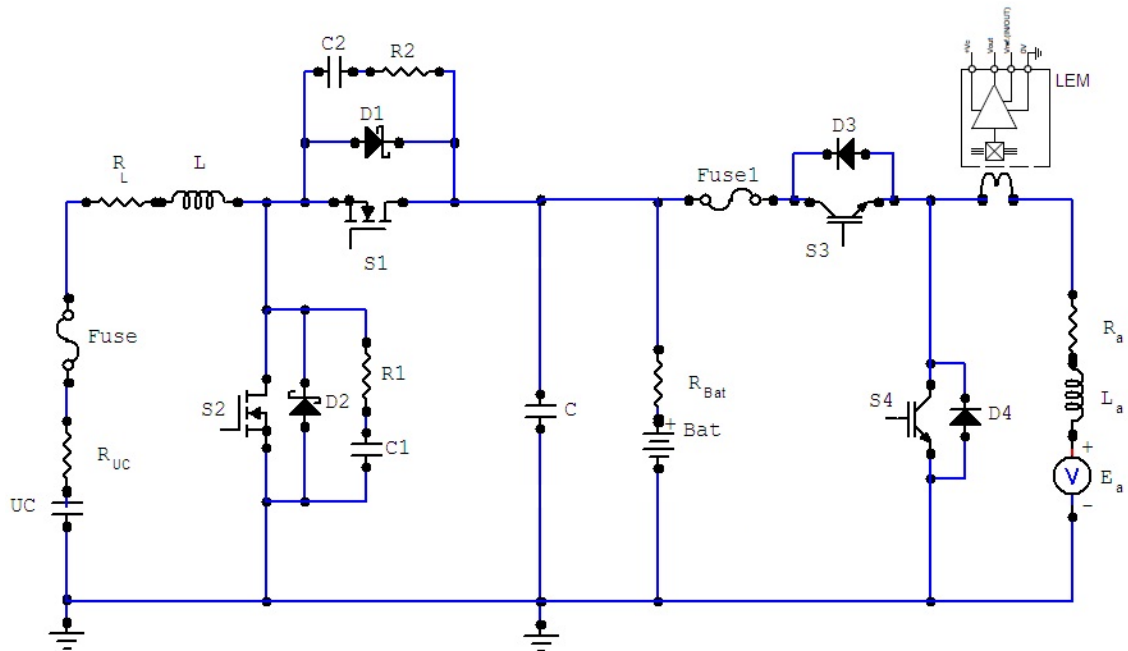


Figura 4.2 – Estrutura de potência.

O conversor *Buck-Boost* bidireccional (à esquerda das baterias) é composto por uma bobine, dois transístores Mosfet de potência (S_1 e S_2) e um condensador colocado em paralelo com as baterias. Em cada um dos transístores (Mosfet) encontra-se um diodo *Schottky* em anti-paralelo e um circuito RC Snubber.

À entrada deste conversor é ligado um conjunto de ultracondensadores e à saída são ligadas as baterias. Este conversor opera como *Boost* quando a energia é transferida dos ultracondensadores para a bateria e/ou motor e como *Buck* quando a energia é transferida para os ultracondensadores.

O conversor de dois quadrantes (à direita das baterias) é composto por dois transístores (IGBT) de potência (S_3 e S_4) com diodo em anti-paralelo. À entrada deste conversor são ligadas as baterias e à saída é ligado o motor da trotineta elétrica. Este conversor opera no 1º quadrante quando é transferida energia para o motor (operação de motorização) e opera no 2º quadrante quando é transferida energia do motor para as baterias/ultracondensadores (operação de recuperação de energia).

Os modos de operação dos dois conversores é esquematizado na Figura 4.3:

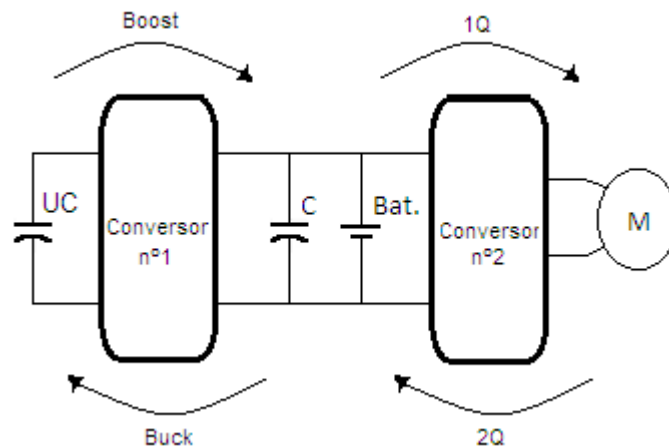


Figura 4.3 – Estrutura de potência.

Por questões de simplificação na exposição, o conversor *Buck-Boost* passa neste documento a ser referido como conversor nº1 e o conversor de 2 quadrantes a ser referido como conversor nº2.

As combinações possíveis de funcionamento dos transistores de potência são apresentadas na Tabela 4.1, as combinações que resultariam em curto-circuito e na ligação simultânea de S_1 e S_2 são inibidas pelo sistema de controle.

S_1	S_2	S_3	S_4	Objectivo
0	0	0	0	-
0	0	0	1	Recuperação de energia para as baterias
0	0	1	0	Envio de energia das baterias para o motor
0	1	0	0	Armazenamento de energia na bobine (operação <i>Boost</i>)
0	1	0	1	Recuperação de energia para as baterias
0	1	1	0	Envio de energia das baterias para o motor
1	0	0	0	Envio de energia para os ultracondensadores
1	0	0	1	Recuperação de energia para as baterias e ultracondensadores
1	0	1	0	Envio de energia das baterias para o motor e ultracondensadores

Tabela 4.1 – Combinações de funcionamento dos transistores de potência.

4.4.1. Equações da Estrutura de Potência

Os dois conversores que constituem a estrutura de potência encontram-se interligados pelas baterias e condensador, sendo independente a operação destes dois conversores. Se a tensão aos terminais das baterias for inferior ao valor estabelecido como tensão máxima, o conversor nº1 envia energia dos ultracondensadores para as baterias, sempre que a tensão aos terminais das baterias for superior ao valor estabelecido como tensão máxima, o conversor nº1 receberá energia para os ultracondensadores. O conversor nº2 envia energia das baterias para o motor durante a motorização (operação no 1ºQ) e recupera energia durante as travagens regenerativas e nas descidas (operação no 2ºQ).

A análise da estrutura de potência pode ser efetuada analisando em separado os dois conversores, substituído um deles por uma fonte de corrente.

Na Figura 4.4 é possível observar o conversor nº1, sendo o conversor nº2 modelado como uma fonte de corrente dependente do modo de operação e do regime de funcionamento. Por simplificação de análise não são considerados os circuitos *Snubber*.

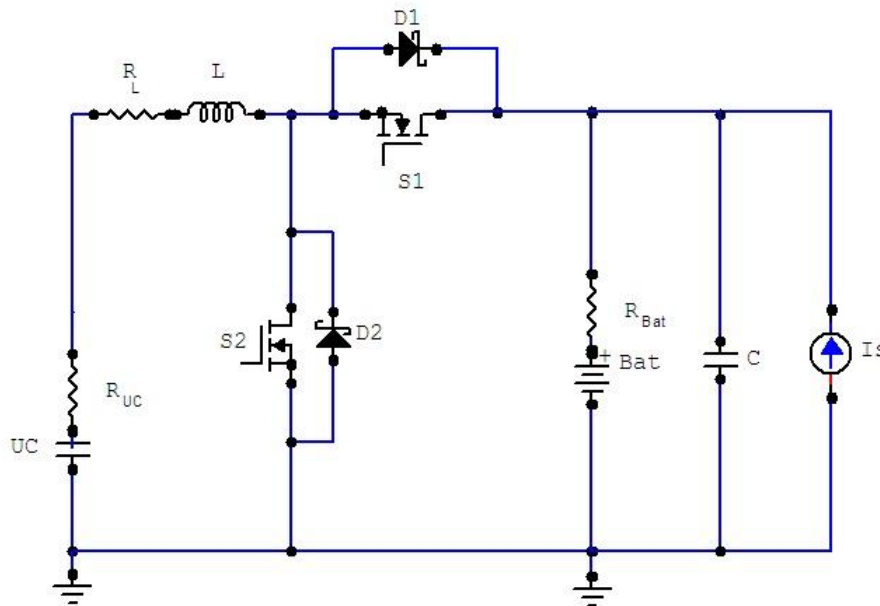


Figura 4.4 – Análise do conversor nº1

Por exemplo, na Figura 4.4, o sentido da corrente da fonte que modela o conversor nº2 indica que este conversor está a entregar energia à bateria, logo, encontra-se a operar no 2º quadrante e o motor encontra-se em travagem regenerativa.

Na Figura 4.5 é visível o modelo do conversor de 2Q no qual o conversor nº1 é modelado como uma fonte de corrente (i.e. ultracondensador com bobine...).

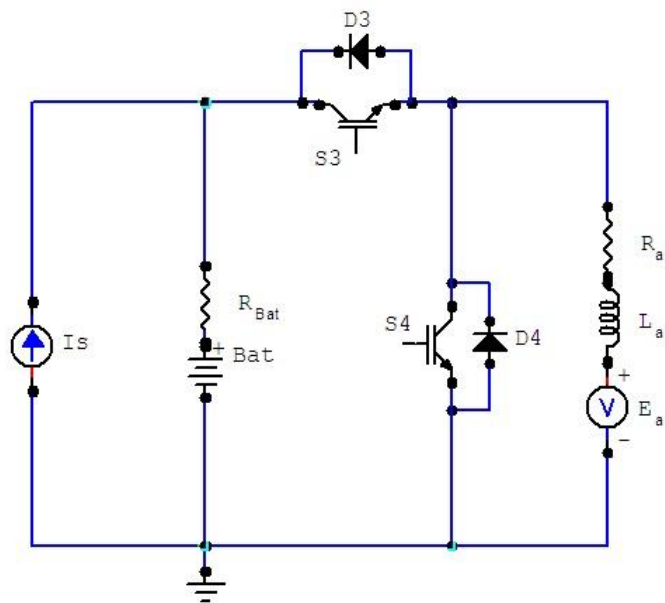


Figura 4.5 – Análise do conversor nº2

Na análise do conversor nº 2, o sentido da corrente da fonte que modela o conversor nº1 na figura 4.5, encontra-se a enviar energia para a bateria, logo encontra-se a operar no modo *Boost* transferindo energia dos ultracondensadores para a bateria.

4.4.1.1. Equações de Espaço de Estado do Conversor nº1

São observadas as seguintes considerações prévias, o conversor encontra-se a operar em modo de operação contínua (CCM), tendo os ultracondensadores uma elevada capacidade e uma baixa resistência série e sendo a análise efetuada para um período de comutação, considera-se constante (U_{UC}) a tensão aos terminais dos ultracondensadores e despreza-se o valor da resistência série dos ultracondensadores.

Operação como *Boost*:

Equações de estado 1 ($S_1=Off, S_2=On$):

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{u}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R_L - R_{DS(on)}}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{CR_{bat}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ u_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} U_{UC} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{CR_{bat}} \end{bmatrix} E \quad (4.11)$$

Equações de estado 2 ($S_1=Off, S_2=Off$):

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{u}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R_L}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{CR_{bat}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ u_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} U_{UC} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} U_{D1} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{CR_{bat}} \end{bmatrix} E \quad (4.12)$$

Equações de estado pela média (SSA):

$$\frac{dx(t)}{dt} = (\delta(t).A_1 + (1-\delta(t)).A_2).x(t) + (\delta(t).B_1 + (1-\delta(t)).B_2).u(t) \quad (4.13)$$

$$\frac{y(t)}{dt} = (\delta(t).C_1 + (1-\delta(t)).C_2).x(t) + (\delta(t).E_1 + (1-\delta(t)).E_2).u(t) \quad (4.14)$$

Definindo: $\delta = \frac{t_{ON}}{T}$ e $\delta^* = (1-\delta)$

$$\begin{bmatrix} \dot{\langle i_L \rangle} \\ \dot{\langle u_c \rangle} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R_L - \delta R_{DS(on)}}{L} & -\frac{\delta^*}{L} \\ \frac{\delta^*}{C} & -\frac{1}{CR_{bat}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \langle i_L \rangle \\ \langle u_c \rangle \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} U_{UC} + \begin{bmatrix} -\frac{\delta^*}{L} \\ 0 \end{bmatrix} U_{D1} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{CR_{bat}} \end{bmatrix} E \quad (4.15)$$

Operação como *Buck*:

Equações de estado 1 ($S_1=On$, $S_2=Off$):

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{u}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R_L - R_{DS(on)}}{L} & \frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & \frac{1}{CR_{bat}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ u_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} U_{UC} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{CR_{bat}} \end{bmatrix} E \quad (4.16)$$

Equações de estado 2 ($S_1=Off$, $S_2=Off$):

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{UC} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{D2} \end{bmatrix} \quad (4.17)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{u}_c \end{bmatrix} = 0 \quad (4.18)$$

Equações de estado pela média (SSA):

$$\begin{bmatrix} \langle \dot{i}_L \rangle \\ \langle \dot{u}_c \rangle \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R_L - \delta R_{DS(on)}}{L} & \frac{\delta}{L} \\ \frac{\delta}{C} & \frac{\delta}{CR_{bat}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ u_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} U_{UC} + \begin{bmatrix} -\frac{\delta^*}{L} \\ 0 \end{bmatrix} U_{D2} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{\delta}{CR_{bat}} \end{bmatrix} E \quad (4.19)$$

4.4.1.2. Equações de Espaço de Estado do Conversor nº2

São observadas as seguintes considerações prévias, o conversor encontra-se a operar em modo de operação contínua (CCM), sendo a análise efetuada para um período de comutação e sendo a dinâmica lenta quando comparada com este tempo, considera-se constante (U_{bat}) a tensão aos terminais da bateria. Despreza-se o tempo morto de comutação dos transístores por ser muito menor que o período de comutação.

Equações de estado 1 ($S_3=On$, $S_4=Off$), operação no 1ºQ:

$$\begin{aligned} -U_{bat} + R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + k_t \phi \omega &= 0 \Leftrightarrow \\ \Leftrightarrow \frac{di_a}{dt} &= \frac{1}{L_a} U_{bat} - \frac{R_a}{L_a} i_a - \frac{k_t \phi \omega}{L_a} \end{aligned} \quad (4.20)$$

Equações de estado 2 ($S_3=Off$, $S_4=On$), operação no 2ºQ:

$$\begin{aligned} R_{DS(on)} i_a + R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + k_t \phi \omega &= 0 \Leftrightarrow \\ \Leftrightarrow \frac{di_a}{dt} &= -\frac{R_a}{L_a} i_a - \frac{k_t \phi \omega}{L_a} \end{aligned} \quad (4.21)$$

Equações de estado pela média (SSA):

$$\left[\langle \dot{i}_a \rangle \right] = \left[-\frac{R_a}{L_a} \right] \left[i_a \right] + \left[\frac{1}{L_a} \right] \left[U_{bat} \right] + \left[-\frac{k_t \phi}{L_a} \right] \left[\omega \right] \quad (4.22)$$

4.4.2. Dimensionamentos

4.4.2.1. Dimensionamento da Operação *Boost* do Conversor nº1

O conjunto de ultracondensadores do sistema proposto é composto por 4 elementos de 2,7 V, logo a tensão máxima aos terminais do conjunto de ultracondensadores é de 10,8 V, o modo de operação *Boost* tem como objetivo elevar a tensão de saída de forma a permitir a transferência de energia dos ultracondensadores para as baterias. Encontram-se ligadas ao conversor duas baterias (FIAMM FG21202) do tipo VRLA associadas em série, o fabricante recomenda durante a carga uma corrente de 3 A e uma tensão máxima de 14,4 - 15 V, assim, considera-se que o que o *Boost* deve ter como saída uma corrente de 3 A e que a tensão nas baterias não deve exceder 29 V.

Na Figura 4.6 é visível a estrutura de potência do conversor nº1, em que um dos modos de operação é o de elevador de tensão (operação *Boost*).

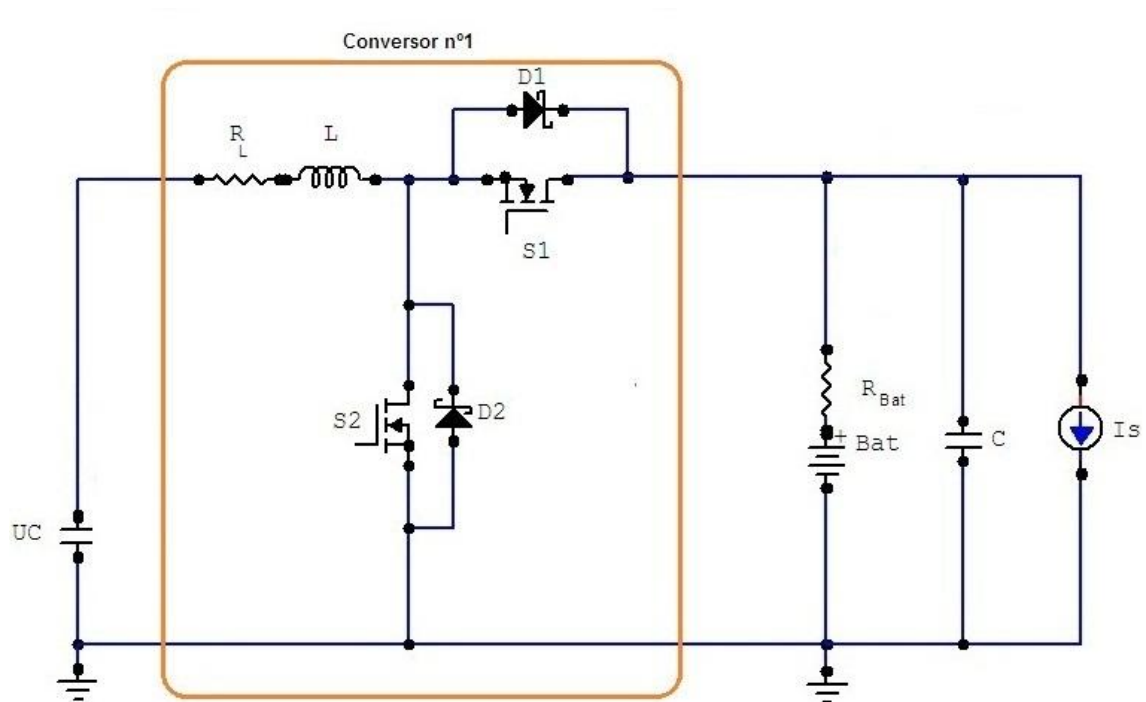


Figura 4.6 – Conversor nº1.

Na operação *Boost* do conversor nº1 os elementos a considerar na estrutura da Figura 4.6 são; o transístor S_2 , a bobine e o diodo D_1 . Admitindo que a resistência da bobine (R_L), a resistência de condução do transístor ($R_{DS(on)}$) e a resistência de condução do diodo D_1 são suficientemente pequenas para serem ignoradas, o conversor pode ser considerado sem perdas e a potência de entrada P_{IN} é igual à potencia de saída P_{OUT} .

$$P_{IN} = P_{OUT} = U_{OUT} I_{OUT} \quad (4.23)$$

As baterias ligadas à saída do conversor operam no intervalo de tensões [21;24] V, correspondendo o limite inferior deste intervalo à tensão em vazio quando as baterias se encontram descarregadas e o limite superior à tensão em vazio quando as baterias se encontram à tensão nominal. Os ultracondensadores ligados à entrada do conversor operam no intervalo de tensões [5,4;10,8] V, correspondendo o limite inferior deste intervalo à tensão mínima de operação do conversor no modo *Boost* e o limite superior à tensão nominal do conjunto de ultracondensadores.

O fator de ciclo de operação do conversor será máximo para operação com a tensão nos ultracondensadores no limite inferior e mínimo quando a tensão nos ultracondensadores estiver no limite superior.

Determinação do fator de ciclo:

Pretende-se que a corrente de saída do conversor seja 3 A, recorrendo à equação (4.23) a potência máxima de operação do conversor é:

$$P_{IN} = P_{OUT} = 3 * 24 = 72[W] \quad (4.24)$$

A corrente média na bobine do conversor pode ser expressa por:

$$I_L = \frac{P_{IN}}{U_{IN}} \quad (4.25)$$

Recorrendo à equação (4.25) e considerando que a tensão nos ultracondensadores se encontra a 50%, 75% e 100% da tensão nominal, o valor médio da corrente na bobine do conversor é:

$$(I_L)_{U_{UC}=100\%} = \frac{72}{10,8} \cong 6, [A] \quad (4.26)$$

$$(I_L)_{U_{UC}=75\%} = \frac{72}{8,1} \cong 8,9 [A] \quad (4.27)$$

$$(I_L)_{U_{UC}=50\%} = \frac{72}{5,4} \cong 13,3 [A] \quad (4.28)$$

Num conversor *Boost* considerado ideal, a corrente de entrada pode ser expressa por:

$$I_{IN} = \frac{I_{OUT}}{1-\delta} \quad (4.29)$$

Sendo I_{IN} a corrente de entrada, I_{OUT} a corrente de saída e δ o fator de ciclo de operação do conversor.

Recorrendo à equação (4.29) e às equações (4.28),(4.27) e (4.26) o fator de ciclo de operação do conversor é:

$$(\delta)_{U_{UC}=100\%} = 1 - \frac{3}{6} = 50\% \quad (4.30)$$

$$(\delta)_{U_{UC}=75\%} = \frac{3}{8,9} \cong 62,3\% \quad (4.31)$$

$$(\delta)_{U_{UC}=50\%} = \frac{3}{13,3} \cong 77,4\% \quad (4.32)$$

Na Tabela 2.1 encontra-se o registo dos valores anteriormente calculados para a corrente da bobine e fator de ciclo de operação do conversor em função da tensão de entrada do conversor e dada e uma corrente de saída de 3 A.

$\frac{U_{UC}}{(U_{UC})_N} [\%]$	$U_{UC} [V]$	$I_L [A]$	$I_1 [A]$	$\delta [\%]$
100	10,8	6	3	50
75	8,1	8,9	3	62,3
50	5,4	13,3	3	77,4

Tabela 4.2 – Operação *Boost* – Factor ciclo (Cálculos teóricos)

Observando a Tabela 4.2, verifica-se que a corrente média tem o valor máximo e o valor mínimo de:

$$(I_L)_{MAX} = 13,3[A]$$

$$(I_L)_{MIN} = 6[A]$$

Nos cálculos efetuados considerou-se que o conversor é ideal ou seja sem perdas, num conversor real existem perdas devido à componente resistiva da bobine e à resistência de condução do transistor Mosfet de potência. A componente resistiva da bobine implica que a tensão na carga e consequentemente a corrente sejam menores do que os valores teóricos para um dado fator de ciclo.

Na Figura 4.7 é visível o ganho de tensão da operação *Boost* tendo em consideração a resistência na bobine (R_L) e uma resistência de carga (R).

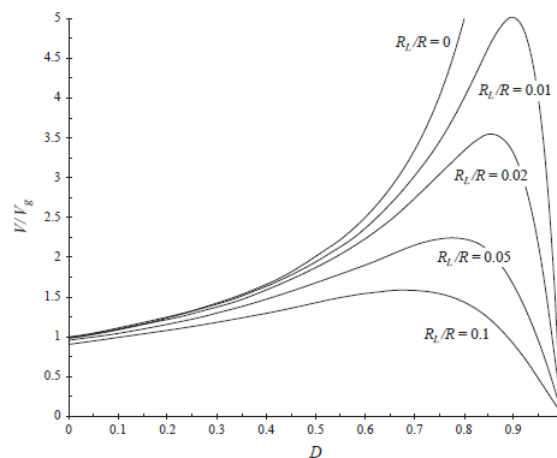


Figura 4.7 – *Boost* – Tensão de saída / tensão entrada (extraído de [53])

Observa-se na Figura 4.7 que para um dado ganho na operação *Boost* o incremento da componente resistiva da bobine implica fatores de ciclo mais elevados. É também notável a existência de um ponto de funcionamento em que o ganho é máximo, ponto a partir do qual um incremento no fator de ciclo implica uma redução da tensão de saída.

O conversor do presente dimensionamento tem como carga um conjunto de baterias que podem estar, ou não, a alimentar uma carga (conversor nº2). A operação no modo mais desfavorável, no sentido de implicar uma corrente mais elevada absorvida pelas baterias, ocorre quando as baterias se encontram descarregadas e o conversor nº2 desativado. Com base no ensaio do protótipo é possível determinar experimentalmente o valor da resistência que as baterias apresentam nestas condições de funcionamento, recorrendo a este valor, à componente resistiva da bobine e aos ensaios do protótipo é possível determinar os valores

teóricos e experimentais máximos a aplicar ao fator de ciclo para obter uma dada corrente de saída do conversor.

O incremento de corrente na bobine do conversor durante o estado “On” do transístor S_2 pode ser calculado a partir de:

$$\Delta I_L^+ = \frac{U_{IN} - (R_{DS(on)} I_L + R_L I_L)}{L} t_{ON} \quad (4.33)$$

Sendo $R_{DS(ON)}$ a resistência de condução do transístor Mosfet, R_L a resistência da bobine, L a indutância da bobine e t_{ON} o tempo que o transístor se encontra ligado.

O decremento de corrente na bobine do conversor durante o estado “Off” do transístor de potência pode ser calculado a partir de:

$$\Delta I_L^- = \frac{(U_{OUT} + U_D + R_L I_L) - U_{IN}}{L} t_{OFF} \quad (4.34)$$

Sendo U_D a tensão de condução do diodo D_1 e t_{OFF} o tempo que o transístor se encontra desligado. Em condições de estado estacionário, o incremento de corrente e o decremento de corrente na bobine são iguais, de outro modo não seria um estado estacionário

Com o objectivo de calcular qual a indutância mínima que garante a operação em modo de condução contínua, e considerando que a corrente na bobine tem uma variação de 4 A, define-se então o valor mínimo da corrente para manter o modo de condução contínua:

$$I_{Crit.} = \frac{\Delta I_L}{2} = 2[A] \quad (4.35)$$

Sendo I_{crit} definida como corrente crítica.

Dada uma corrente mínima pode-se recorrer à equação (4.36) ou à equação (4.37) para determinar o valor de L que satisfaça a equação (4.35), assim:

A indutância mínima para manter o modo de condução contínua pode ser calculada através de:

$$L_{min} \geq \frac{1}{2} (U_{IN} - R_{DS(ON)} I_L - R_L I_L) \frac{t_{ON}}{I_{Crit.}} \quad (4.36)$$

Pela observação da equação (4.36) verificação que dado um determinado fator de ciclo, uma frequência de comutação elevada permite selecionar uma indutância de menor valor. Uma indutância reduzida é vantajoso na medida em que a uma bobine de dimensão reduzida é importante para a aplicação na trotineta elétrica, além disso uma bobine com menor indutância é constituída por menor número de espiras, logo menor comprimento de condutor e consequentemente menor será a resistência e as perdas associadas. Por outro lado, uma frequência de comutação elevada condiciona a escolha do transistor de potência e origina maiores perdas de comutação, tem de existir assim um compromisso na seleção da frequência de comutação. O transistor de potência selecionado é do tipo Mosfet e opera a uma frequência de comutação de 48 kHz. A situação mais desfavorável no sentido de implicar uma bobine com uma indutância mais elevada é a correspondente a uma menor corrente de entrada no conversor pelo que será considerada a corrente calculada na equação (4.35).

Recorrendo à equação (4.36), considerando que a bobine tem uma resistência 60 mΩ e que a resistência $R_{DS(ON)}$ tem um valor de 9,8 mΩ, a indutância da bobine tem um valor mínimo de:

$$L_{\min} \geq \frac{1}{2} (5,4 - 0,0098 * 2 - 0,06 * 2) \frac{16 \cdot 10^{-6}}{2} = 21 [\mu H] \quad (4.37)$$

A bobine é construída com núcleo de ar para evitar a possibilidade de saturação magnética. A indutância L de uma bobine pode ser calcula através de:

$$L = \mu_0 \frac{N^2 S}{l} \quad (4.38)$$

Sendo μ_0 a permeabilidade do vazio, N o número de espiras, S a secção das espiras e l o comprimento da bobine. Considerando que a bobine tem um diâmetro de 0,025 [m] e um comprimento 0,1 [m], recorrendo à equação (4.38) pode-se calcular o número de espiras necessárias:

$$N = \sqrt{\frac{Ll}{S \mu_0}} = \sqrt{\frac{21 \cdot 10^{-6} * 0,1 * 8 \cdot 10^5}{4,91 \cdot 10^{-4}}} \cong 59 [\text{espiras}] \quad (4.39)$$

A capacidade do condensador na saída do conversor, que tem como objetivo reduzir o *ripple* da corrente de carga da bateria, pode ser determinada por:

$$C \geq \frac{I_{OUT \max} * \delta}{f_s \Delta U_{OUT}} \quad (4.40)$$

Considerando a operação do conversor no modo mais desfavorável, a tensão na entrada terá um valor mínimo 5,4 V e o fator de ciclo é de 77,4%. Admitindo que a tensão nas baterias se encontra no valor mínimo (21 V) e que se pretende submeter as baterias a um valor máximo de 29 V, a variação de tensão da saída é 8 V. Recorrendo à equação (4.40):

$$C \geq \frac{3 \cdot 0,774}{48000 \cdot 8} \cong 6[\mu F] \quad (4.41)$$

Para o dimensionamento do transístor de potência e do dissipador é considerada a operação no modo mais desfavorável, no sentido de implicar correntes mais elevadas, assim é considerada a corrente calculada na equação (4.28).

Na Figura 4.8 é possível observar a forma de onda da corrente na bobine do conversor nº1, durante a operação *Boost* com um fator de ciclo de 77,4%. Com base nesta forma de onda são calculados os valores médios e eficazes da corrente i_L durante os estados “*On*” e “*Off*” do transístor S_2 .

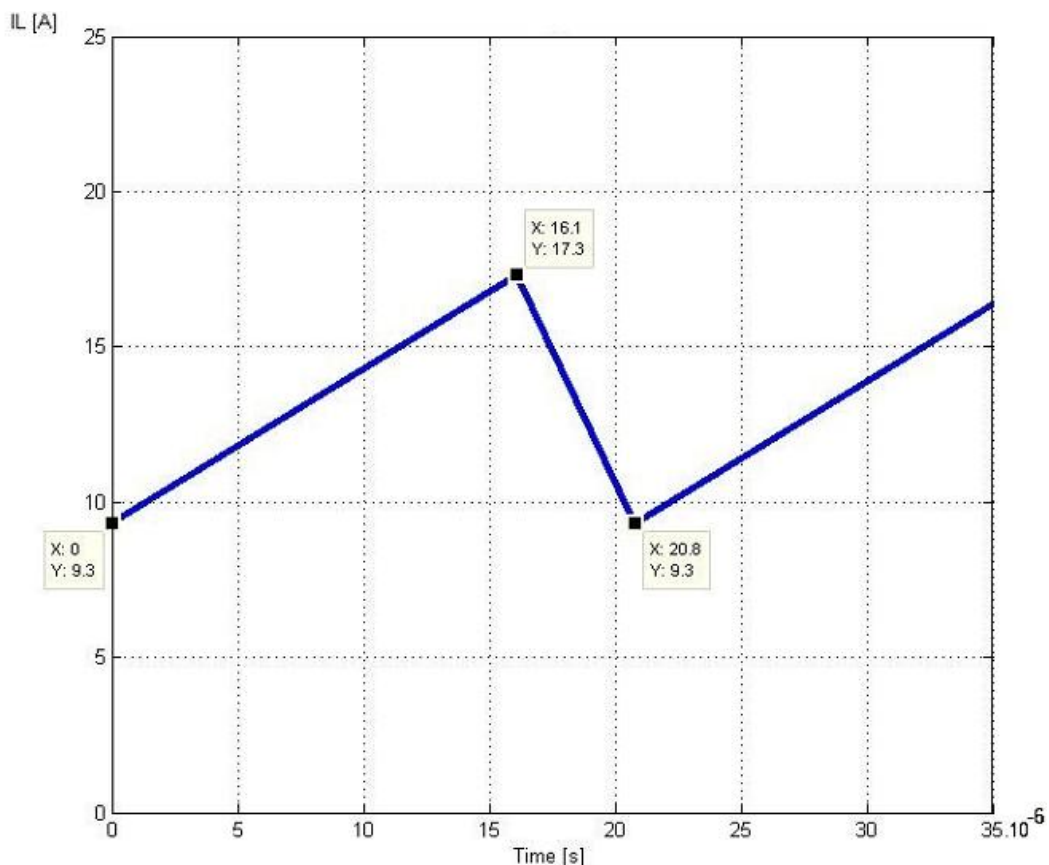


Figura 4.8 – Corrente na bobine (operação *Boost* do conversor nº1).

De acordo com as equações (4.28)(4.35), e visível na figura Figura 4.8 que o valor máximo da corrente na bobine é $i_{L_{max}} = 17,3[A]$, a operação *Boost* é desativada se as baterias atingirem

uma tensão superior a 29 V, estando assim definidas a corrente máxima e máxima tensão reversa que o transístor (Mosfet) S₂ deve suportar. Assim considerando 100 °C a temperatura máxima da junção:

$$(I_D)_{@T_c=100^\circ C} \geq i_{L_{max}} = 17,3[A] \quad (4.42)$$

$$U_{DSS} \geq 29[V] \quad (4.43)$$

A partir deste momento considera-se que o transístor S₂ utilizado é um Mosfet de potência referência IRFP4668PbF.

Cálculo da corrente média e corrente eficaz na bobine durante os estados “On” e “Off” do transístor S₂:

A corrente média no Mosfet S₂ durante o estado “On” é dada por:

$$I_{MS2} = \frac{1}{T} \int_0^{t_{ON}} i_L(t) dt \quad (4.44)$$

A corrente eficaz no Mosfet S₂ durante o estado “On” é dada por:

$$(I_{MS2})_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{t_{ON}} i_L^2(t) dt} \quad (4.45)$$

Considerando T = 20,8 μs, t_{ON} = 16,1 μs e recorrendo às equações (4.44)(4.45) obtém-se:

$$I_{MS2} \cong 10,29[A]$$

$$(I_{MS2})_{ef} \cong 11,88[A]$$

A potência de perdas de condução de um transístor Mosfet pode ser determinada por:

$$P_{CM} = R_{DS(on)} I_{ef}^2 \quad (4.46)$$

Dado que R_{DS(on)} = 9,8[mΩ] e com I_{ef} = 11,88 [A], obtém-se que a potência das perdas de condução, obtidas de (4.46) são P_{condMS2} ≅ 1,38[W].

A potência das perdas de comutação do transistor Mosfet pode ser expressa por:

$$P_{comMS2} = 2U_0 I_0 \frac{(t_{qon} + t_{qoff})}{2} f_c \quad (4.47)$$

Consultando o *datasheet* do transistor obtém-se $t_{qon} = 105[ns]$ e $t_{qoff} = 74[ns]$. Dado que $U_0 = 29 [V]$ e $I_0 = 10,29 [A]$, substituindo na equação (4.47) obtém-se que a potência das perdas de comutação no transistor S2 são $P_{comMS2} = 5,13[W]$.

Balanco de perdas do transistor Mosfet S2:

$$P_{MS2} = P_{comMS2} + P_{condMS2} = 5,13 + 1,38 = 6,51[W] \quad (4.48)$$

O dimensionamento do dissipador para o transistor de potência pode ser efectuado através de:

$$(T_J - T_a) = P_p \cdot \sum R_{TH} \quad (4.49)$$

Em que T_J é a temperatura máxima da junção, T_a é a temperatura ambiente, P_p é a potência de perdas e R_{TH} são as resistências térmicas (junção - invólucro, invólucro - dissipador e dissipador - ambiente).

Consultando o *datasheet* do transistor obtém-se $R_{\theta JC} = 0,29^\circ C/W$, $R_{\theta CS} = 0,24^\circ C/W$, considerando $T_a = 40^\circ C$ e $T_J = 150^\circ C$, recorrendo a equação (4.49) a resistência térmica do dissipador tem o valor de:

$$R_{\theta SA} = \frac{(150 - 40)}{6,51} - 0,25 - 0,24 \cong 16,40 [^\circ C / W] \quad (4.50)$$

Logo o dissipador para o transistor S2, tem que ter uma resistência térmica inferior ao valor calculado na equação (4.50).

Cálculo da corrente média e corrente eficaz no diodo D₁ durante o estado "Off" do transistor S2:

A corrente média no diodo D₁ durante o estado "Off" de S2 é dada por:

$$I_{D1} = \frac{1}{T} \int_{t_{OFF}}^{t_{ON}} i_L(t) dt \quad (4.51)$$

A Corrente eficaz no diodo D_1 durante o estado "Off" do Mosfet S_2 é dada por:

$$(I_{D1})_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{t_{ON}}^{t_{OFF}} i_L^2(t) dt} \quad (4.52)$$

Considerando $T = 20,8 \mu\text{s}$, $t_{ON} = 16,1 \mu\text{s}$, $t_{OFF} = 20,8 \mu\text{s}$ e recorrendo às equações (4.51)(4.52) obtém-se:

$$I_{D1} \cong 3[A]$$

$$(I_{D1})_{ef} \cong 6,4[A]$$

Desprezando a queda de tensão no diodo D_2 o diodo D_1 deve suportar como tensão reversa a tensão máxima nas baterias e a corrente eficaz calculada na equação (4.52), assim:

$$(I_D)_{RMS} \geq (I_{D1})_{ef} = 6,4[A] \quad (4.53)$$

$$U_{DSS} \geq (U_{Bat.})_{MAX} = 30[V] \quad (4.54)$$

4.4.2.2. Dimensionamento da Operação *Buck* do Conversor nº1

O controlo do conversor nº1 é efetuado em cadeia aberta, o dimensionamento da operação *Buck* é efetuado considerando que a corrente na bobine tem um valor máximo de 40 A de forma a garantir a integridade da bobine, pistas e condutores de ligação aos ultracondensadores. O valor da corrente de entrada do conversor varia em função da tensão nos ultracondensadores e tensão de entrada do conversor. O valor médio da corrente na bobine do conversor nº1 pode ser expresso por;

$$I_L \cong \frac{U_{OUT} - U_{UC}}{R_{DS(on)} + R_L} \quad (4.55)$$

Onde, U_{OUT} é a tensão de saída do conversor na operação *Buck* e U_{UC} a tensão aos terminais dos ultracondensadores. Resolvendo a equação (4.55) em ordem a U_{OUT} , considerando a limitação de corrente na bobine e a tensão nos ultracondensadores, o valor da tensão de saída do conversor durante a operação *Buck* é dada por:

$$(U_{OUT})_{U_{UC}} = 40 * (0,0098 + 0,06) + U_{UC} \quad (4.56)$$

A operação no modo *Buck* é ativada quando a tensão nas baterias ultrapassa 29 V. O factor de ciclo da operação do conversor é:

$$(\delta)_{U_{UC}} = \frac{(U_{OUT})_{U_{UC}}}{U_{IN}} \quad (4.57)$$

Recorrendo às equações (4.56)(4.57), a corrente de entrada do conversor e o factor de ciclo em função da tensão nos ultracondensadores, é:

$U_{UC} / (U_{UC})_N$ [%]	U_{UC} [V]	I_L [A]	I_1 [A]	δ [%]
0	0	40	3,85	9,6
25	2,7	40	7,58	18,9
50	5,4	40	11,30	28,2
75	8,1	40	15,02	37,5
100	10,8	40	18,75	46,8

Tabela 4.3 – Operação *Buck* – Factor ciclo (Cálculos teóricos)

Verifica-se pela observação da Tabela 4.3 que a corrente média na entrada do conversor tem o valor máximo de:

$$I_{IN} = I_{OUT} * \delta_{\max.} \cong 40 * 0,47 \cong 18,8[A] \quad (4.58)$$

Corrente eficaz no Mosfet S₁ é dada por:

$$(I_{MS1})_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{t_{ON}} i_{IN}^2(t) dt} \quad (4.59)$$

Considerando T = 20,8 μs, t_{ON} = 9,78 μs e recorrendo à equação (4.59) obtém-se:

$$(I_{MS1})_{ef} \cong 27,43[A]$$

Desprezando a queda de tensão no diodo D₁ o diodo D₂ deve suportar:

$$(I_D)_{@T_C=100^\circ C} \geq I_{IN} = 18,75[A] \quad (4.60)$$

$$U_{DSS} \geq (U_{Bat.})_{\max} = 30[V] \quad (4.61)$$

A partir deste momento considera-se que o transístor S₁ utilizado é um Mosfet de potência referência IRFP4668PbF.

Dado que R_{DSon} = 9,8[mΩ], recorrendo à equação (4.46) as potência de perdas por condução no transístor Mosfet são:

$$P_{condMS1} = 9,8 \cdot 10^{-3} * (27,43)^2 \cong 7,37[W] \quad (4.62)$$

Consultando o *datasheet* do transístor obtém-se t_{qon} = 105[ns] e t_{qoff} = 74[ns]. Dado os valores máximos U₀ = 13,60 [V] e I₀ = 40 [A], substituindo na equação (4.47) obtém-se que a potência das perdas de comutação no transístor S₁ são P_{comMS1} = 4,67[W].

Balanco de perdas do transistor Mosfet S_1 :

$$P_{MS1} = P_{condMS1} + P_{comMS1} = 7,37 + 4,67 \cong 12,1[W] \quad (4.63)$$

Consultando o *datasheet* do transistor obtém-se $R_{\theta JC}=0,29^\circ C/W$, $R_{\theta CS}=0,24^\circ C/W$, considerando $T_a=40^\circ C$ e $T_J=150^\circ C$, dada as perdas do transistor S_1 , recorrendo a equação (4.49) o dissipador para o transistor S_1 , deve ter uma resistência térmica inferior a $8,6[^\circ C / W]$.

Tendo sido considerada continua a corrente na bobine, a corrente eficaz no diodo D_2 durante o estado “Off” do Mosfet S_1 é de valor igual ao valor médio da corrente na bobine (40A), assim:

$$(I_D)_{RMS} \geq (I_{D2})_{ef} = 40[A] \quad (4.64)$$

$$U_{DSS} \geq (U_{Bat.})_{MAX} = 30[V] \quad (4.65)$$

4.4.2.3. Dimensionamento do Conversor nº2

O controlo do conversor nº2 é efetuado em cadeia fechada ficando a corrente limitada a 20 A (corrente nominal do motor) durante a operação nos dois quadrantes. Logo os transistores IGBT e os diodos do conversor nº2 têm de suportar uma corrente média de 20 A e uma tensão máxima reversa igual à tensão máxima que as baterias poderão atingir (30 V).

Devido à influência da indutância do rotor do motor (L_a), que na máquina utilizada é de 207 μH , uma elevada frequência de comutação garante uma corrente com um *ripple* reduzido podendo a corrente ser considerada contínua, porém uma frequência muito elevada implica elevadas perdas por comutação.

Dado existir no laboratório de máquinas elétricas uma meia ponte de IGBT's já montada em placa de circuito impresso, por facilidade de implementação do protótipo, esta montagem será a utilizada no conversor nº2. A frequência de comutação, à semelhança de outros trabalhos realizados anteriormente com este componente, é de 6 kHz.

As perdas por comutação num transistor IGBT podem ser expressas por:

$$P_{com} = f_c (t_r + t_f) * I_{ef} \quad (4.66)$$

Recorrendo à equação à (4.66) e ao *datasheet* do componente, as perdas por comutação em cada transistor da meia ponte, são $P_{comIGBT} \cong 0,042[W]$.

As perdas por condução num transistor IGBT pode ser expressa por:

$$P_{condIGBT} = U_{CE(SAT)} * I_{med} + R_{(125^{\circ}C)} * I_{ef}^2 \quad (4.67)$$

Dado que $I_{med} = I_{ef} = 20[A]$ recorrendo ao *datasheet* do componente e à equação (4.67), as perdas de condução são $P_{condIGBT} = 84[W]$. Representando as perdas de condução 21% da potência do motor, os transístores do conversor nº2 devem numa fase futura ser substituídos por componentes com perdas menores.

Balço de perdas na meia ponte de transístores IGBT durante a operação de S_3 , estando motor à carga nominal:

$$P_{IGBT} = P_{comIGBT} + P_{condIGBT} = 0,042 + 84 \cong 84[W] \quad (4.68)$$

Consultando o *datasheet* do componente obtém-se $R_{\theta JC} = 0,3^{\circ}C/W$, considerando $R_{\theta CS} = 0,24^{\circ}C/W$, $T_a = 40^{\circ}C$ e $T_J = 150^{\circ}C$, recorrendo a equação (4.49) a resistência térmica do dissipador tem o valor de:

$$R_{\theta SA} = \frac{(150 - 40)}{84} - 0,3 - 0,24 \cong 0,77[^{\circ}C / W] \quad (4.69)$$

Logo o dissipador para a meia ponte de transístores IGBT deve ter uma resistência térmica inferior ao valor calculado na equação (4.69).

4.5. Estrutura de Comando e Controlo

4.5.1. Buck - Boost

Na figura Na Figura 4.9 é visível a lógica de controlo do conversor *Buck – Boost* com recurso a simbologia do software Simulink®.

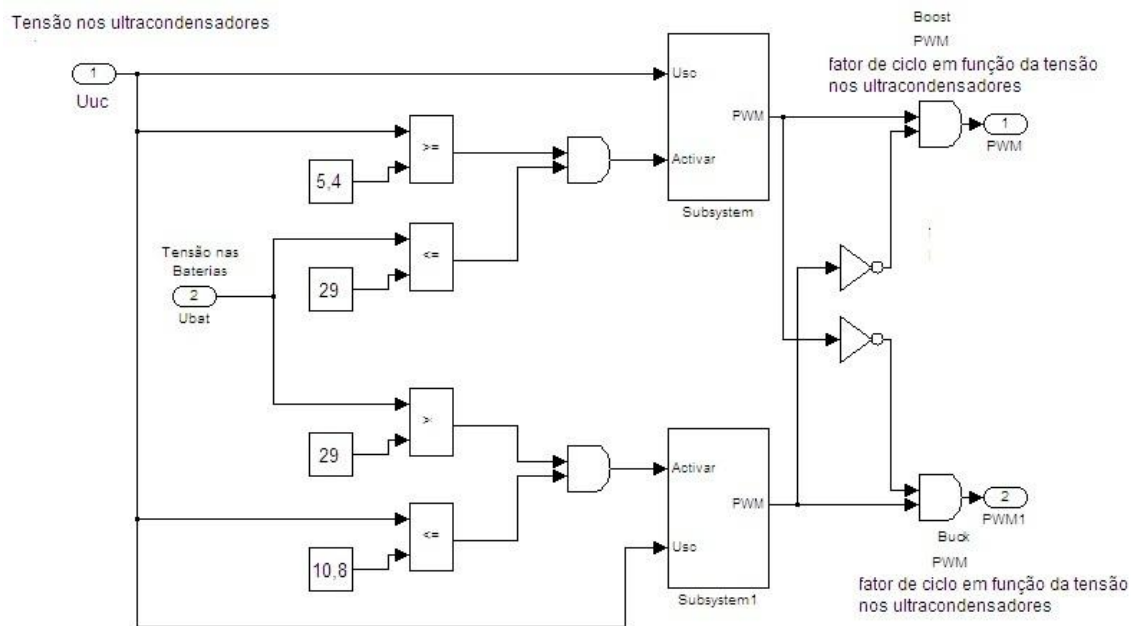


Figura 4.9 – Controlo do conversor *Buck - Boost*.

O controlo da operação *Buck - Boost* é baseado na medida da tensão aos terminais das baterias e aos terminais dos ultracondensadores:

- Sempre que a tensão das baterias seja menor ou igual a 29 V e a tensão nos ultracondensadores seja maior ou igual a 5,4 V é ativada a operação *Boost*, ocorrendo transferência de energia dos ultracondensadores para as baterias.
- Sempre que a tensão das baterias seja maior que 29 V (expectável devido à recuperação de energia nas travagens e descidas) e a tensão nos ultracondensadores seja menor ou igual a 10,8 V, é ativada a operação *Buck* ocorrendo transferência de energia das baterias para os ultracondensadores.

4.5.1.1. Operação *Boost*

Na Figura 4.10 é visível a lógica de geração do sinal PWM da operação *Boost*.

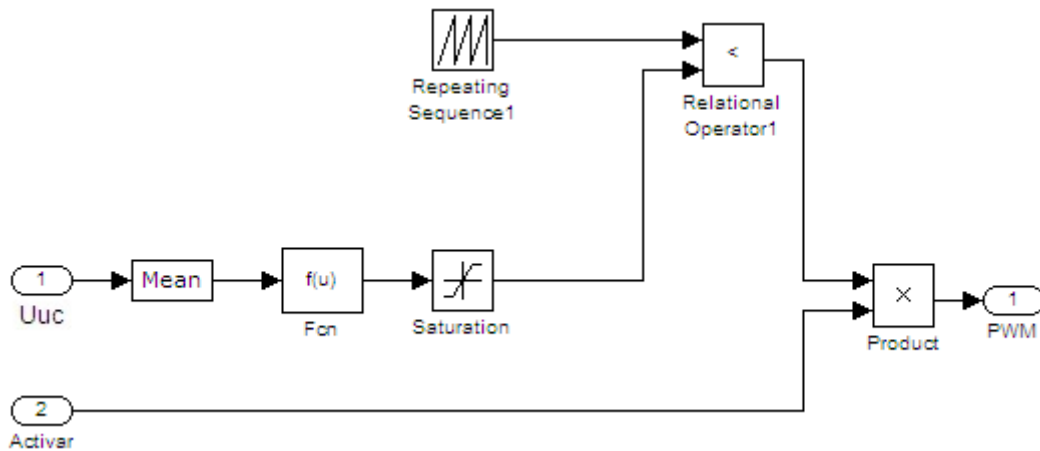


Figura 4.10 – Operação *Boost* - Lógica de geração do sinal PWM.

A frequência de comutação do transistor de potência é fixa nos 48 kHz, o fator de ciclo é função da tensão nos ultracondensadores, com a finalidade de obter na saída do conversor uma corrente de valor aproximado à corrente de carga das baterias (3A). Na Tabela 4.4 são apresentados os valores obtidos na simulação da operação *Boost* ajustando o fator de ciclo para uma determinada tensão nos ultracondensadores, encontra-se também registado o valor do fator de ciclo resultante dos cálculos teóricos do dimensionamento da operação *Boost*.

U_{uc} [V]	I_L [A]	δ [%]	δ [%] (Cálculos Teóricos)
10,8	2,92	58	50
8,1	3,15	73	62,3
5,4	1,84	88	77,4

Tabela 4.4 – Operação *Boost* – Fator ciclo (Simulação)

Observa-se na Tabela 4.4 que os valores obtidos na simulação para o fator de ciclo são mais elevados que os valores obtidos nos cálculos teóricos. Os cálculos teóricos do capítulo 4.4.2.1 que determinaram o fator de ciclo e a corrente na bobine (I_L) assentaram no pressuposto de que o conversor não tinha perdas, na simulação efetuada no *Matlab*[®] as perdas são consideradas o que resulta numa potência de entrada superior à potência de saída. Para se obter uma potência mais elevada na entrada, mantendo o mesmo nível de tensão, são necessárias correntes mais elevadas o que resulta em fatores de ciclo maiores que os calculados teoricamente no capítulo 4.4.2.1.

Comparando os valores da Tabela 4.2 com a Tabela 4.4 verifica-se que a diferença entre os valores calculados e os valores da simulação apresentam uma diferença máxima de 15%, tendo os cálculos teóricos partido do pressuposto de que se tratava de um conversor sem perdas, era esperado que os valores da simulação não fossem exatamente iguais aos calculados, assim, tendo em consideração a ordem de grandeza da diferença, a simulação valida os cálculos teóricos.

Efetuada uma interpolação aos valores obtidos na simulação (Tabela 4.4), a relação do fator de ciclo com a tensão nos ultracondensadores pode ser determinada através de:

$$\delta = -5,6 * U_{uc} + 120 \quad (4.70)$$

Assim no controlo apresentado na Figura 4.10 é utilizada a equação (4.70) para determinar o fator de ciclo.

Na Figura 4.11 é visível a lógica de geração do sinal PWM da operação *Buck*.

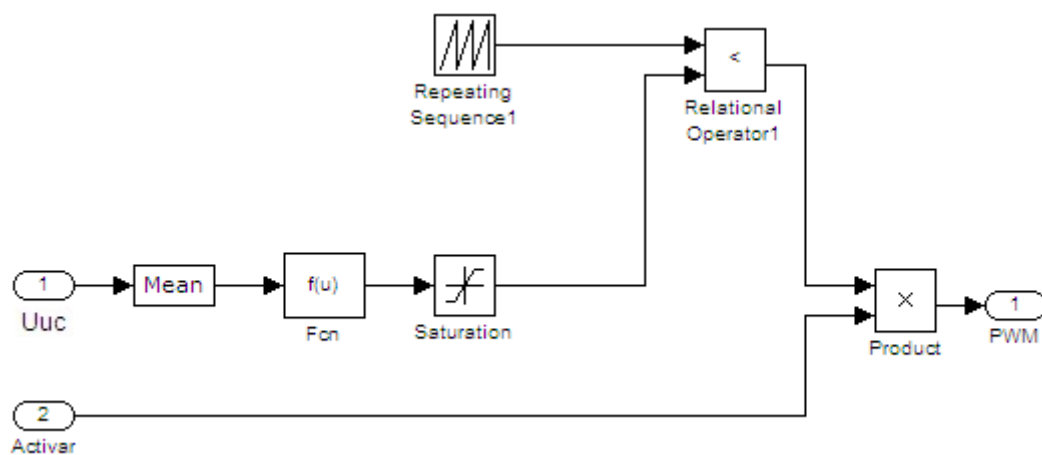


Figura 4.11 – Operação *Buck* - Lógica de geração do sinal PWM.

4.5.1.2. Operação *Buck*

A frequência de comutação do transistor de potência é fixa nos 48 kHz, o fator de ciclo é função da tensão nos ultracondensadores, com a finalidade de limitar a corrente na bobine e pistas do conversor nº1 a um valor máximo de aproximadamente 40 A. Na Tabela 4.5 são apresentados os valores obtidos na simulação da operação *Buck* ajustando o fator de ciclo para uma determinada tensão nos ultracondensadores, é também apresentado o valor do fator ciclo resultante dos cálculos teóricos.

U_{uc} [V]	I_L [A]	δ [%] (Simulação)	δ [%] (Cálculos Teóricos)
0	38,6	9,6	9,6
2,7	34,2	18,9	18,9
5,4	30,5	28,2	28,2
8,1	27,5	37,5	37,5
10,8	25,1	46,8	46,8

Tabela 4.5 – Operação *Buck* – Fator ciclo

É visível na Tabela 4.5 que para os valores mais elevados de fator de ciclo a corrente na bobine (I_L) apresenta valores menores que os teóricos. Na simulação são avaliadas variáveis que foram desprezadas no cálculo teórico, resistência séria dos ultracondensadores e resistência série das baterias, o que implica maior rigor nos cálculos obtidos na simulação. A implementação no protótipo será efetuada considerando os valores de fator ciclo dos cálculos teóricos ainda que na simulação as correntes sejam inferiores aos esperados 40 A.

Interpolando os valores obtidos na Tabela 4.5 a relação do fator de ciclo com a tensão nos ultracondensadores pode ser determinada por:

$$\delta = 3,4 * U_{uc} + 9,6 \quad (4.71)$$

Assim no controlo apresentado na Figura 4.11 é utilizada a equação (4.71) para determinar o fator de ciclo.

Os ultracondensadores no sistema proposto operam no intervalo de tensões [5,4; 10,8] V, é visível na Tabela 4.5 que durante a recuperação de energia a corrente é reduzida quando os ultracondensadores se encontram a um nível abaixo dos 5,4 V, portanto quando o sistema inicia a operação os ultracondensadores são carregados até atingirem uma tensão de 5,4 V ficando assim a um nível de tensão adequado para a recuperação de energia.

4.5.2. Conversor 2Q

O controlo do conversor é efetuado por tensão e corrente e em cadeia fechada, nos dois quadrantes de operação. O sistema de controlo é apresentado na Figura 4.12.

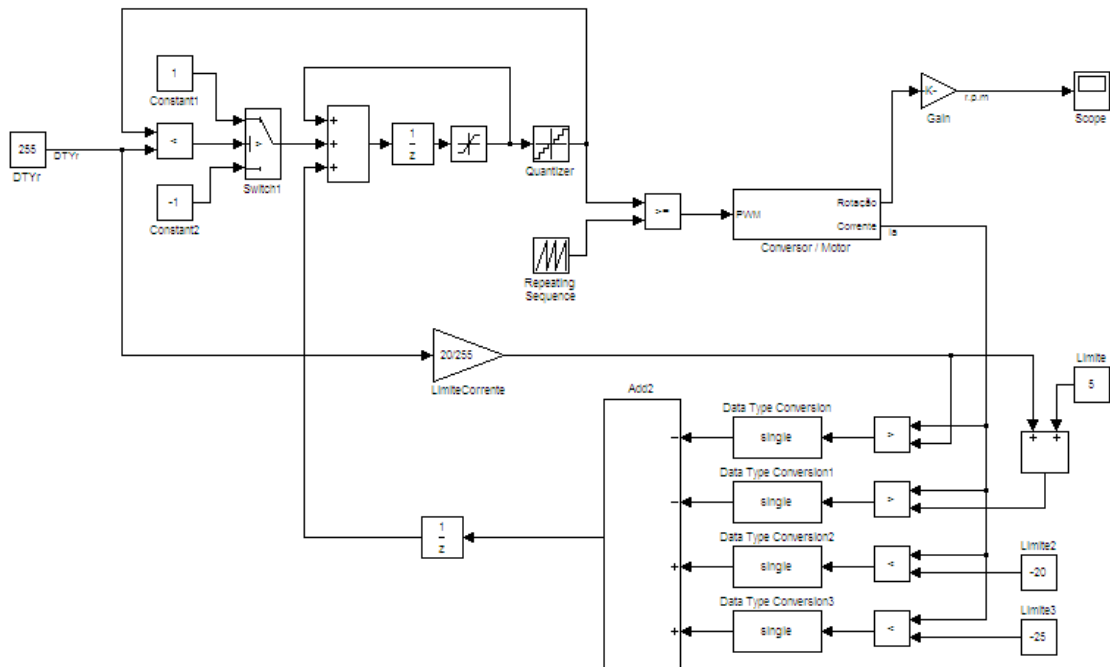


Figura 4.12 – Sistema de controlo do conversor nº2.

O sistema de controlo proposto pretende obter um controlo de velocidade do veículo de modo a que o condutor obtenha uma experiência semelhante à possível de obter na condução de um veículo automóvel, nomeadamente um arranque suave controlado pela posição do acelerador.

A referência de velocidade do veículo é dada pela posição do acelerador (bloco DTYr). O sistema de controlo é discreto, tendo as variáveis fator de ciclo e a corrente um valor discreto de 256 níveis (i.e. 8 bits). A cada iteração do sistema de controlo o valor de referência DTYr é comparado com o valor de saída DTY, o valor de DTY determina o fator de ciclo do sinal PWM aplicado ao transistor da operação do conversor nº2 no 1º quadrante (motorização), sendo complementar o fator de ciclo do sinal PWM aplicado ao transistor da operação no 2º quadrante (travagem, recuperação de energia).

O valor de DTY é incrementado ou decrementado em função de se encontrar, respetivamente, abaixo ou acima do valor de referência DTYr.

Este incremento / decremento é um peso atribuído pelo controlo de tensão que atribui um valor de +1 ou de -1 ao fator de ciclo (DTY) anterior.

O controlo de corrente em cadeia fechada avalia o valor da corrente da armadura do motor.

Quando a corrente é positiva em função da posição do acelerador (DTYr) e de dois limites de corrente pré-definidos. Quando é excedido o primeiro limite o controlo de corrente atribui um peso -1 ao ajuste do fator de ciclo não permitindo assim o incremento do fator de ciclo por ação do controlo de tensão. Caso a corrente exceda o segundo limite, o controlo de corrente atribui um peso -2 ao ajuste do fator de ciclo de forma a reduzir obrigatoriamente o fator de ciclo (DTY) para reduzir e controlar o valor de corrente na armadura do motor.

Quando a corrente da armadura do motor é negativa e atinge o valor limite pré-definido o controlo de corrente atribui um peso +1 ao ajuste do fator de ciclo (DTY), sendo assim decrementando o fator de ciclo do sinal PWM aplicado ao transistor de operação no 2º quadrante. A redução do fator de ciclo permite obter uma redução do valor da corrente da armadura e possibilita a recuperação de energia. Se apesar deste ajuste a corrente aumentar (em valor absoluto) quando é atingido o segundo limite pré-definido o controlo de corrente atribui um peso +2 ao ajuste do fator de ciclo (DTY) forçando assim uma redução mais rápida do fator de ciclo de forma a estabilizar a corrente nos limites admissíveis.

Na Figura 4.13 é visível a identificação dos blocos correspondentes do sistema de controlo de tensão e corrente.

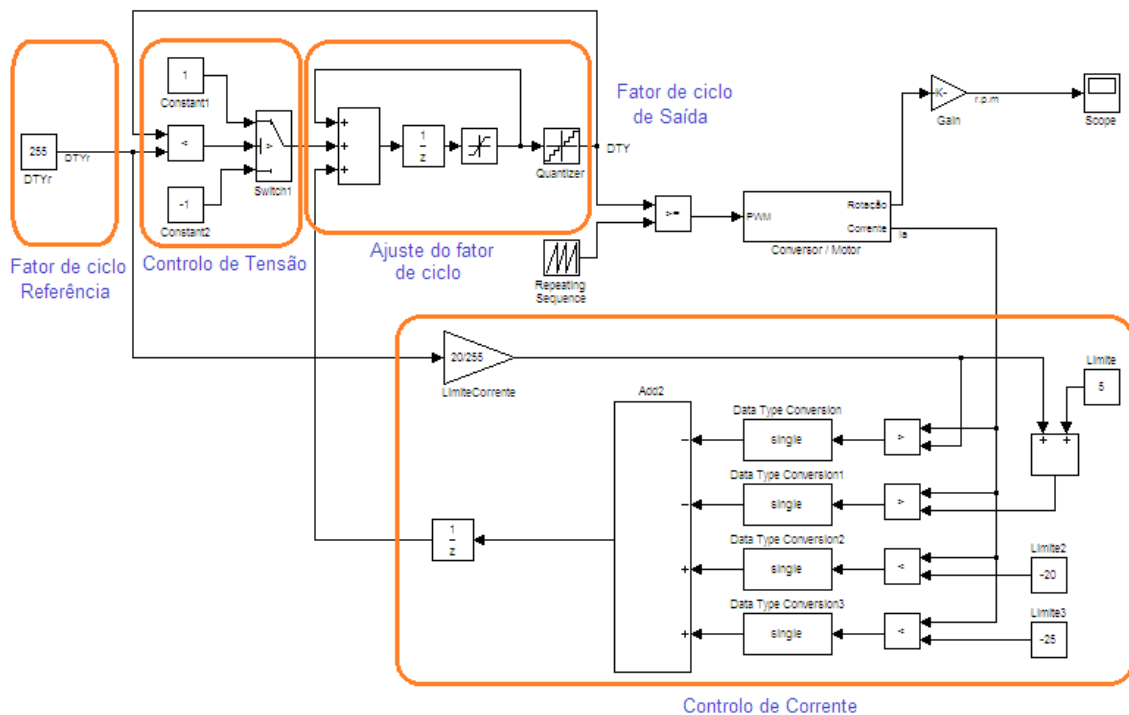


Figura 4.13 – Sistema de controlo do conversor n.º 2 - Blocos

O motor da trotineta tem uma corrente nominal de 20 A, devido a limitações físicas da montagem do protótipo em bancada nos ensaios laboratoriais não serão atingidos os valores

nominais de corrente da armadura do motor. As simulações e ensaios laboratoriais são efetuados com fatores de escala no que concerne à definição dos limites de corrente definidos no sistema de controlo de corrente, assim os limites de corrente apresentados nas simulações não serão concordantes com os limites representados na Figura 4.12.

4.6. Simulações

4.6.1. Simulações do Conversor nº1 (*Buck – Boost*)

Na Figura 4.14 é visível o modelo utilizado no software *Matlab Simulink*® para a simulação da operação do conversor *Buck – Boost* em vários pontos de funcionamento.

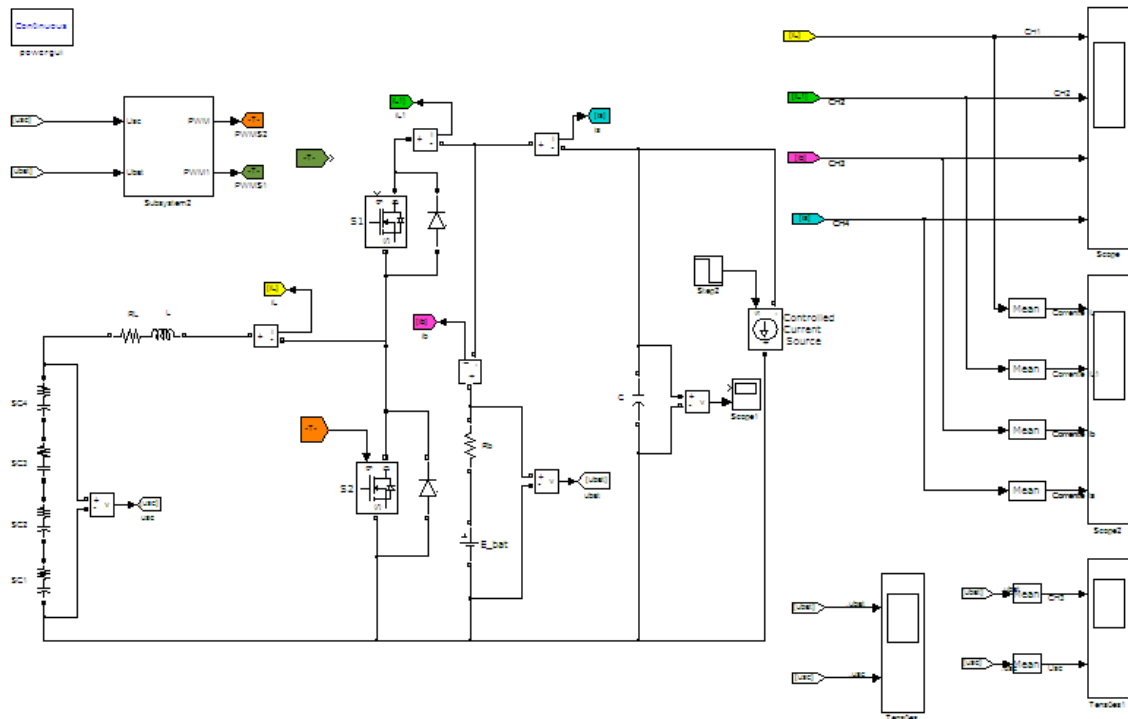


Figura 4.14 – Simulação operação do conversor *Buck - Boost*.

Nas simulações são registradas as formas de onda das correntes, tensões e fatores de ciclo relevantes para a validação do modo de operação em questão (*Buck / Boost*).

A indutância da bobine é de $115 \mu\text{H}$, a resistência da bobine é de $60 \text{ m}\Omega$, a resistência série das baterias é de $14,8 \text{ m}\Omega$, a capacidade de cada condensador é de 3000 F e respectiva resistência série é de $0,29 \text{ m}\Omega$. No dimensionamento da operação *Boost* dimensionou-se um condensador a ser colocado em paralelo com as baterias. O conversor nº2, que já se encontrava disponível no laboratório de máquinas elétricas, tem na entrada um condensador eletrolítico de $1000 \mu\text{F}$, na montagem este condensador fica em paralelo com as baterias pelo que o valor de C na simulação será de $1000 \mu\text{F}$. O condensador anteriormente dimensionado era de menor capacidade pelo que a utilização de um condensador de maior capacidade é vantajosa na medida em que reduz o fator de *ripple* da tensão nas baterias durante a operação *Boost*.

4.6.1.1. Conversor nº1 - Operação no Modo *Boost*

Nas condições iniciais da simulação a tensão aos terminais das baterias é de 24 V, a tensão aos terminais dos ultracondensadores encontra-se no intervalo [5,4; 10,8] V conforme discriminado em cada uma das simulações ou tabelas de dados de simulação. A frequência do sinal PWM de comando do transistor S_2 é de 48 kHz e o fator de ciclo é ajustado pelo sistema de controlo de acordo com capítulo 4.5.

O conversor nº2 encontra-se desativado.

Na Figura 4.15. é apresentado o esquema do conversor nº1 com a indicação das correntes e tensões monitorizadas nas simulações.

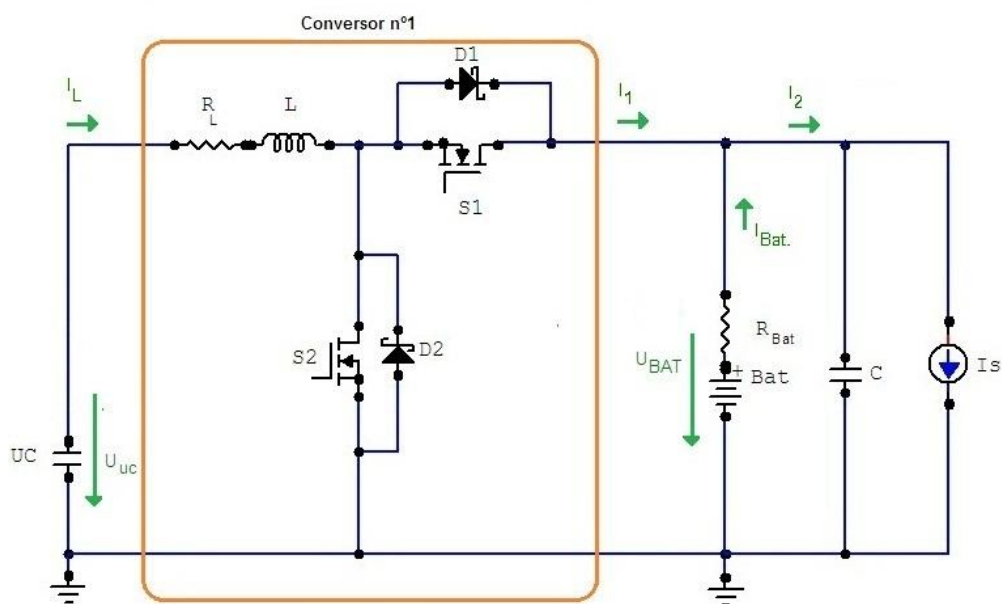


Figura 4.15 – Conversor nº1 – Simulação da Operação *Boost* – Esquema.

Nas simulações da operação *Boost* a corrente na bobine (I_L), a corrente de saída do conversor (I_1), a corrente das baterias (I_{BAT}), a corrente do conversor nº2 (I_2) e as tensões (U_{BAT} , U_{UC}) são convencionadas como positivas de acordo com os sentidos indicados no esquema da Figura 4.15.

Na Figura 4.16 são apresentadas as formas de onda retiradas da simulação da operação *Boost*. Nas condições iniciais da simulação a tensão aos terminais dos condensadores é de 10,8 V.

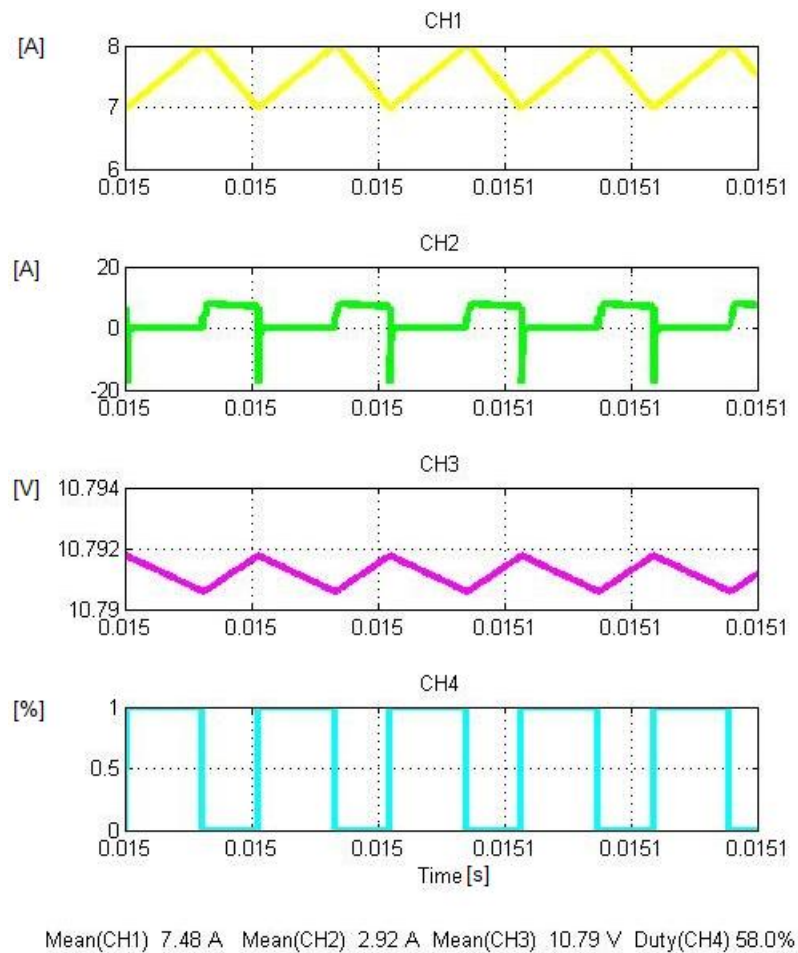


Figura 4.16 – Conversor nº1 – Operação *Boost* – Formas Onda, nº1.

É visível na Figura 4.16, as seguintes formas de onda:

- Canal 1 (CH1) – Corrente na bobine (I_L)
- Canal 2 (CH2) – Corrente do conversor nº1 (I_1)
- Canal 3 (CH3) – Tensão nos Ultracondensadores (U_{UC})
- Canal 4 (CH4) – Sinal PWM aplicado ao transístor S_2

Verifica-se que a corrente na bobine não se anula indicando que, conforme dimensionado, o conversor encontra-se a operar em modo de condução contínua, tendo a corrente (I_L) um valor médio de 7,48 A. A corrente de saída do conversor, como esperado, é pulsada tendo um valor médio de 2,92 A. O fator de ciclo no ponto de funcionamento em análise é de 58%. Os valores retirados da simulação são aproximados dos valores teóricos apresentados na Tabela 4.2.

Na Figura 4.17 são apresentadas as formas de onda das correntes (I_L) a amarelo, (I_1) a verde confrontando-as com a corrente das baterias (I_{BAT}) a violeta.

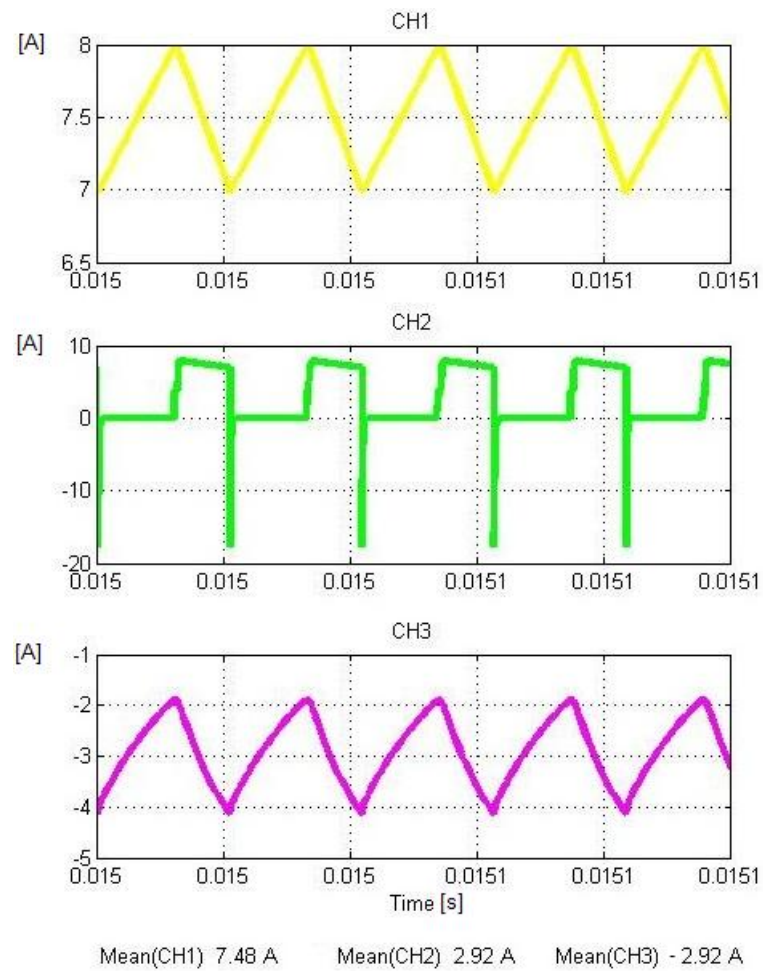


Figura 4.17 – Conversor nº1 – Operação *Boost* – Formas Onda, nº2.

Observa-se que o valor médio da corrente nas baterias é igual ao valor médio da corrente do conversor nº1, de acordo com o sinal da corrente das baterias estas encontram-se a receber energia. Ocorre da transferência de energia dos ultracondensadores para as baterias.

Na Tabela 4.6 são apresentados os dados retirados das simulações tendo em consideração três níveis de tensão inicial nos ultracondensadores e uma tensão de 24 V nas baterias.

$\frac{U_{UC}}{(U_{UC})_N} [\%]$	$U_{UC} [V]$	$I_L [A]$	$I_1 [A]$	$\delta [\%]$
100	10,8	7,48	2,92	58
75	8,1	12,51	3,15	73
50	5,4	17,20	1,84	88

Tabela 4.6 – Conversor n^o1 – Operação *Boost* – Dados de Simulação, 1.

Os dados apresentados na Tabela 4.6 resultam das simulações de funcionamento do conversor *Boost* estando o conjunto de baterias com a tensão nominal (24 V) e o conversor n^o2 desativado.

Na Figura 4.18 são apresentadas as formas de onda de um ponto de funcionamento em que a tensão dos ultracondensadores se encontra próxima da tensão nominal e as baterias se encontram descarregadas, sendo este o ponto de funcionamento mais desfavorável no sentido de implicar maiores correntes de carga das baterias.

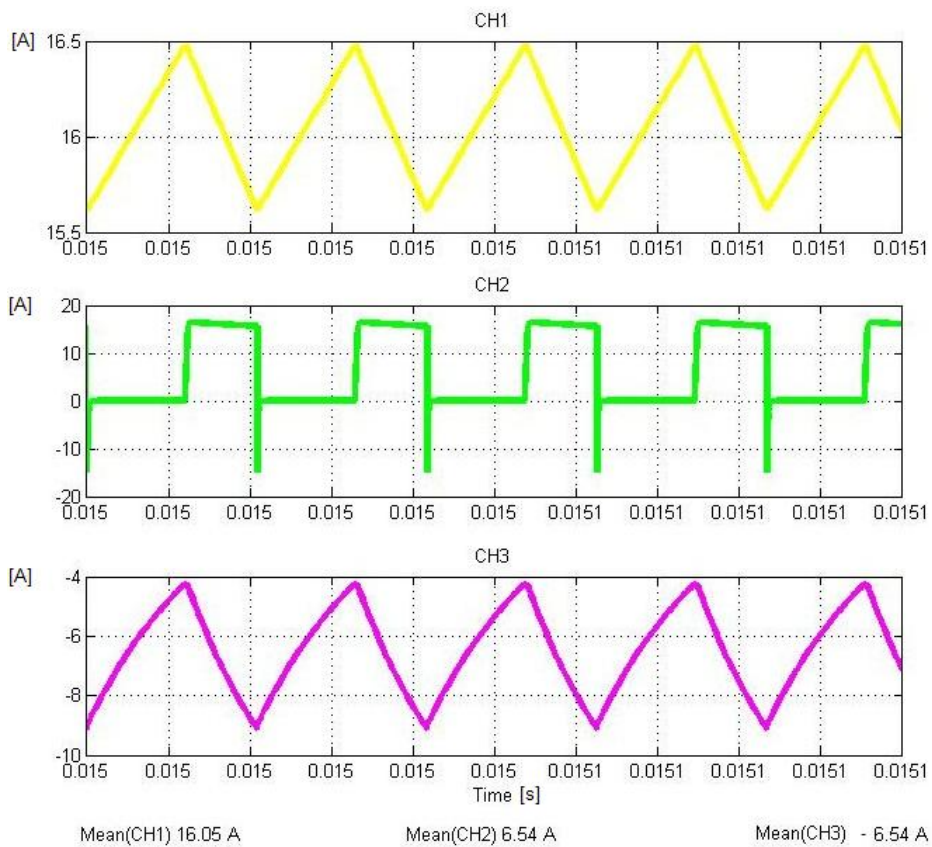


Figura 4.18 – Conversor n^o1 – Operação *Boost* – Formas Onda, n^o3.

Na Tabela 4.7 são sintetizados os dados desta simulação:

			(CH1)	(CH2)	(CH3)
U_{UC} [V]	U_{BAT} [V]	δ [%]	I_L [A]	I_1 [A]	I_{BAT} [A]
10,78	21,10	58	16,05	6,54	-6,54

Tabela 4.7 – Conversor nº1 – Operação *Boost* – Dados de Simulação, 2.

Verifica-se que a corrente de carga das baterias neste ponto de funcionamento tem um valor médio de 6,54 A sendo assim superior ao valor aconselhado pelo fabricante. A corrente de carga das baterias manter-se-á neste valor durante um período de tempo reduzido (tendo em consideração o tempo de carga de uma bateria) uma vez que a tensão nos ultracondensadores irá decrescendo durante a transferência de energia para as baterias. Se justificável a necessidade de reduzir o valor médio da corrente, pelos testes efetuados no protótipo, o fator de ciclo durante a operação *Boost* poderá ser ajustado automaticamente em função do ponto de funcionamento quando as baterias se encontram descarregadas e o conversor nº2 desativado.

4.6.1.2. Conversor nº1 - Operação no Modo *Buck*

Nas condições iniciais da simulação a tensão aos terminais das baterias é de 29 V, a tensão aos terminais dos ultracondensadores encontra-se no intervalo [0;10,8] V conforme discriminado em cada uma das simulações ou tabelas de dados de simulação. A frequência do sinal PWM de comando do transistor S_1 é de 48 kHz e o fator de ciclo é ajustado pelo sistema de controlo de acordo com o Capítulo 4.5.

O conversor nº2 encontra-se desativado.

Na Figura 4.19 é apresentado o esquema do conversor nº1 com a indicação das correntes e tensões monitorizadas nas simulações.

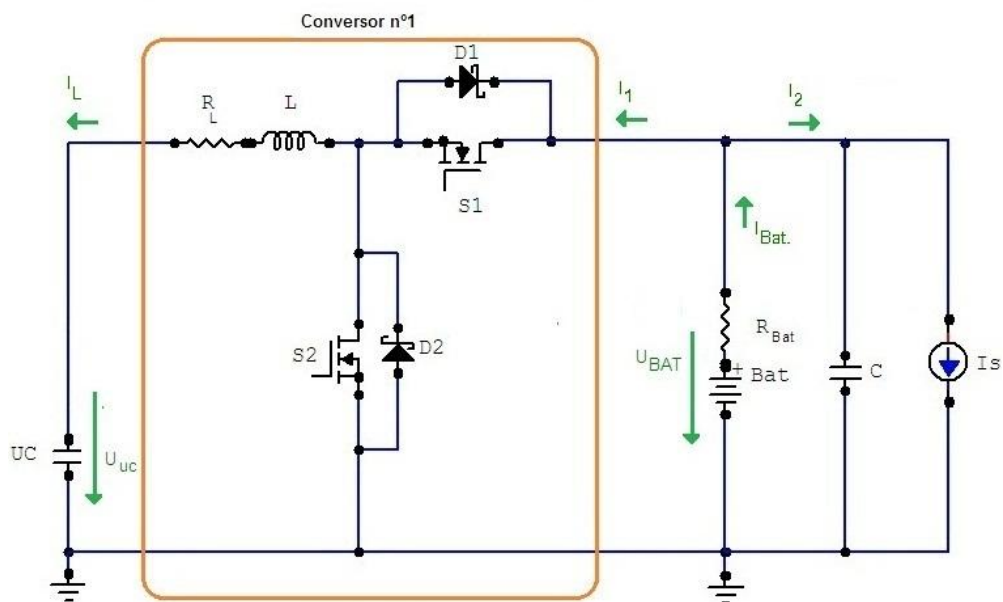


Figura 4.19 – Conversor nº1 – Simulação da Operação *Buck* – Esquema.

Nas simulações da operação *Buck* a corrente na bobine (I_L), a corrente de saída do conversor (I_1), a corrente das baterias (I_{BAT}), a corrente do conversor nº2 (I_2) e as tensões (U_{BAT} , U_{UC}) são convencionadas como positivas de acordo com os sentidos indicados no esquema da Figura 4.19.

Na Figura 4.20 são apresentadas as formas de onda retiradas da simulação da operação *Buck*. Nas condições iniciais a tensão aos terminais dos condensadores é de 0 V e a tensão aos terminais das baterias é de 29 V.

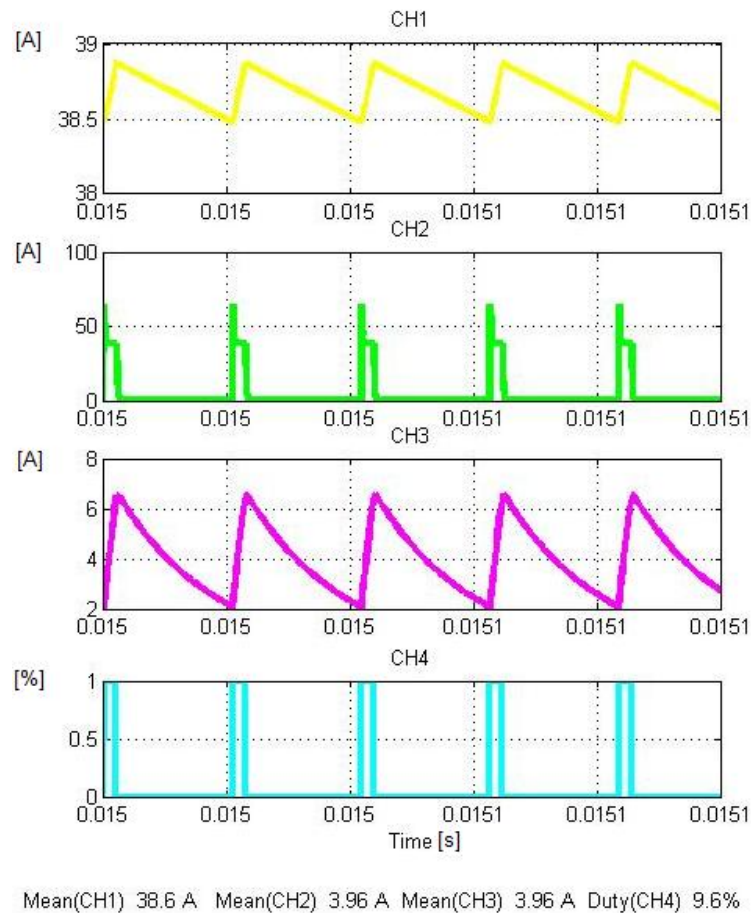


Figura 4.20 – Conversor nº1 – Operação *Buck*- Formas Onda, nº1.

É visível na Figura 4.20, as seguintes formas de onda:

- CH1 – Corrente na bobine (I_L)
- CH2 – Corrente do conversor nº1 (I_1)
- CH3 – Corrente das baterias ($I_{BAT.}$)
- CH4 – Sinal PWM aplicado ao transístor S_1

Verifica-se que a corrente na bobine não se anula indicando que o conversor encontra-se a operar em modo de condução contínua, tendo a corrente (I_L) um valor médio de 38,6 A. A corrente do conversor nº1, como esperado, é pulsada tendo um valor médio de 3,96 A. A corrente das baterias é positiva indicando que se encontram a fornecer energia, o valor médio da corrente ($I_{BAT.}$) é de 3,96 A, ocorre transferência de energia das baterias para os ultracondensadores. O fator de ciclo no ponto de funcionamento em análise é de 9,6%. Os valores retirados da simulação são aproximados dos valores teóricos apresentados na Tabela 4.3.

Na Tabela 4.8 são apresentados os dados retirados das simulações tendo em consideração cinco níveis de tensão inicial nos ultracondensadores e uma tensão de 29 V nas baterias.

$\frac{U_{UC}}{(U_{UC})_N}$ [%]	U_{UC} [V]	I_L [A]	I_1 [A]	δ [%]
0	0	38,6	3,96	9,6
25	2,7	34,2	6,70	18,9
50	5,4	30,5	8,80	28,2
75	8,1	27,5	10,60	37,5
100	10,8	25,1	12	46,8

Tabela 4.8 – Conversor nº1 – Operação *Buck*– Dados de Simulação, 1.

Verifica-se que a transferência de energia das baterias para os ultracondensadores ocorre de forma controlada independentemente do nível de tensão a que os ultracondensadores se encontram. Os valores obtidos na simulação para a corrente (I_L) são menores que os valores teóricos, ver Capítulo 4.5.1.2, resultando assim em perdas menores durante a operação *Buck* pelo que os fatores de ciclo só serão alterados se for justificável no protótipo a necessidade de obter correntes de entrada maiores do que as previstas na Tabela 4.5.

4.6.1.3. Conversor nº2 em operação e Conversor nº1 em operação no Modo *Boost*

Na Figura 4.21 são apresentadas as formas de onda de um ponto de funcionamento do conversor nº1 em operação *Boost* encontrando-se o conversor nº2 a operar no 1º quadrante (entrega de energia ao motor).

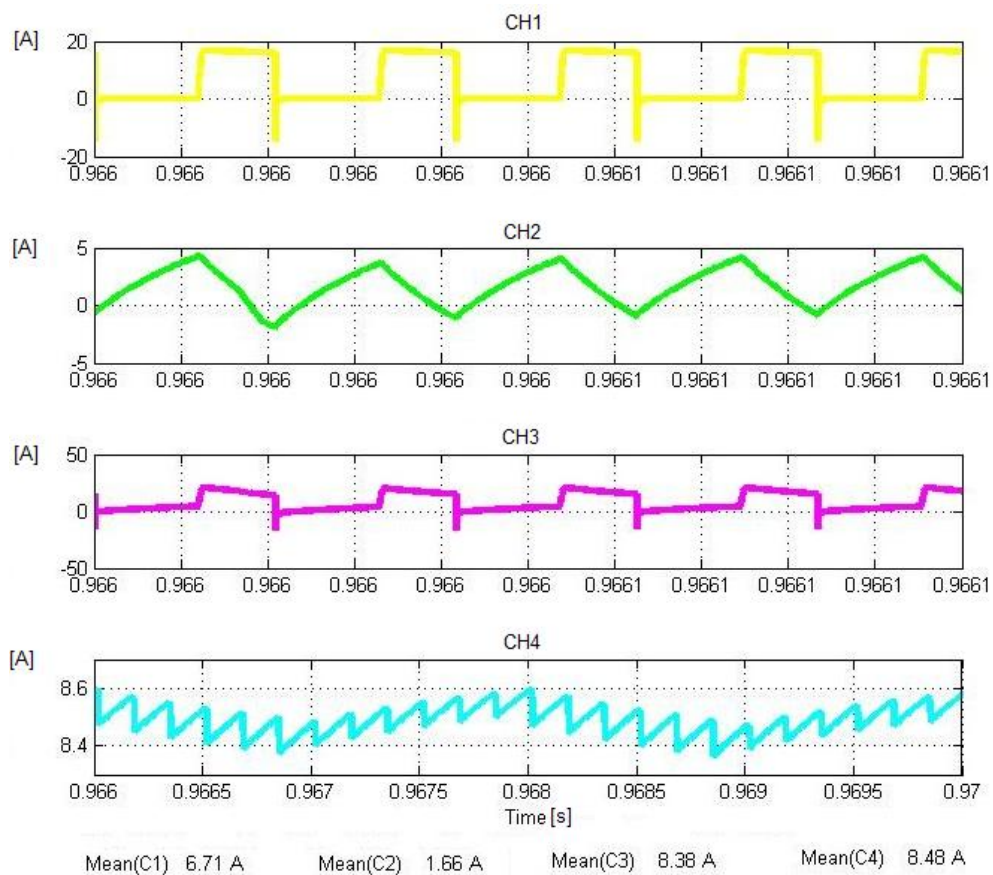


Figura 4.21 – Conversor nº1 – Operação *Boost* – Formas Onda, nº4.

A corrente de saída do conversor (I_1), a corrente das baterias (I_{BAT}), a corrente do conversor nº2 (I_2) e as tensões (U_{BAT} , U_{UC}) são convencionadas como positivas de acordo com os sentidos indicados no esquema da Figura 4.15. A corrente da armadura é convencionada como positiva se apresenta o mesmo sentido que I_2 .

É visível na Figura 4.21, as seguintes formas de onda:

- CH1 – Corrente do conversor nº1 (I_1)
- CH2 – Corrente das baterias (I_{BAT})
- CH3 – Corrente do conversor nº2 (I_2)
- CH4 – Corrente da armadura do motor (I_a)

Verifica-se que a corrente da bateria é positiva indicando que esta se encontra a fornecer energia. A corrente da bateria tem um valor médio de 1,66 A, a corrente do conversor nº1 tem um valor médio de 6,71 A e a corrente absorvida pelo motor (I_a) tem um valor médio de 8,85 A. Ocorre transferência de energia das baterias e dos ultracondensadores para o conversor nº2 sendo esta entregue ao motor.

Na Tabela 4.9 encontram-se registados os valores médios das correntes em outro ponto de funcionamento.

U_{UC} [V]	I_L [A]	I_1 [A]	$I_{BAT.}$ [A]	I_2 [A]
10,8	11,9	4,81	-1,33	3.48

Tabela 4.9 – Conversor nº2 e Conversor nº1 – Operação no Modo *Boost*.

A corrente das baterias é negativa indicando que as baterias se encontram a receber energia, a corrente do conversor nº2 é positiva indicando que este se encontra a receber energia. Ocorre transferência de energia dos ultracondensadores para as baterias e para o conversor nº2.

Na Figura 4.22 são apresentadas as formas de onda de um ponto de funcionamento do conversor nº1 em operação *Boost* encontrando-se o conversor nº2 a operar no 2º quadrante (recuperação de energia).

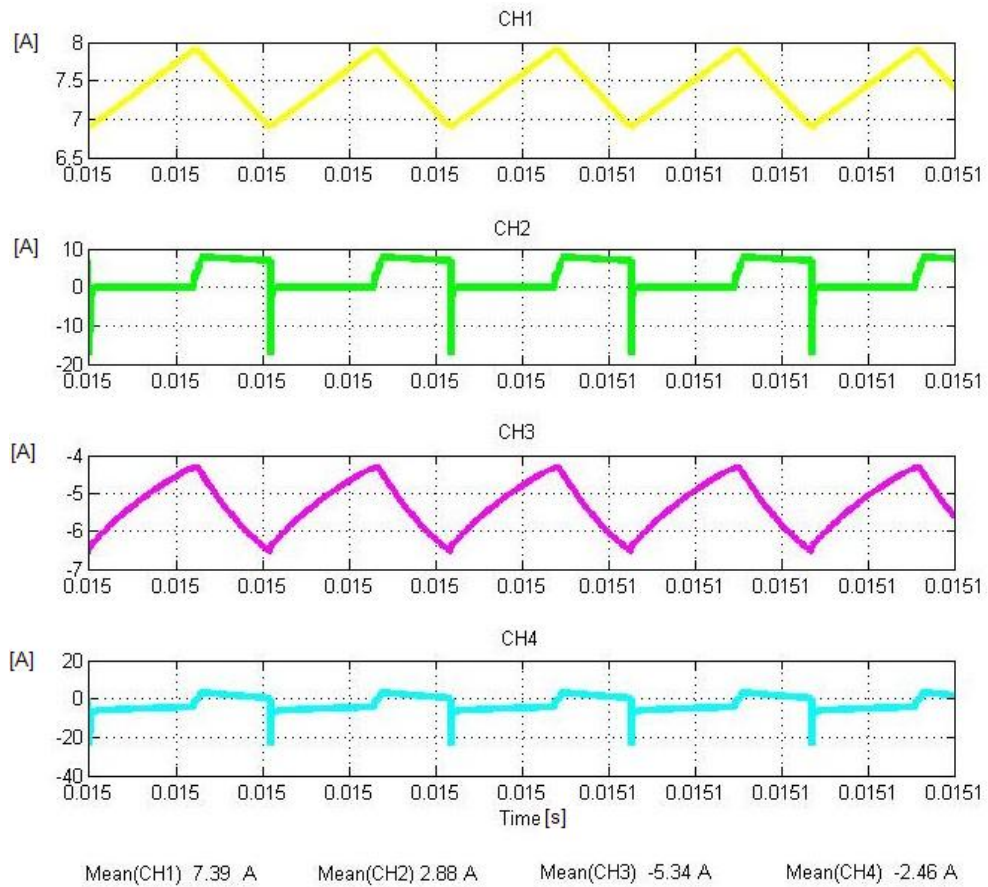


Figura 4.22 – Conversor nº1 – Operação *Boost* – Formas Onda, nº5.

A corrente na bobine (I_L), a corrente de saída do conversor (I_1), a corrente das baterias (I_{BAT}), a corrente do conversor nº2 (I_2) e as tensões (U_{BAT} , U_{UC}) são convencionadas como positivas de acordo com os sentidos indicados no esquema da Figura 4.15.

É visível na Figura 4.22, as seguintes formas de onda:

- CH1 – Corrente na bobine (I_L)
- CH2 – Corrente do conversor nº1 (I_1)
- CH3 – Corrente da bateria (I_{BAT})
- CH4 – Corrente do conversor nº2 (I_2)

Verifica-se que a corrente das baterias é negativa indicando que estas se encontram a receber energia. A corrente das baterias tem um valor médio de -5,34 A, a corrente de saída do conversor nº1 tem um valor médio de 2,88 A e a corrente fornecida pelo conversor nº2 tem um valor médio de -2,46 A. Ocorre transferência de energia do conversor nº2 e dos ultracondensadores para as baterias.

4.6.1.4. Conversor nº2 em operação e Conversor nº1 em operação no Modo *Buck*

Na Figura 4.23 são apresentadas as formas de onda de um ponto de funcionamento do conversor nº1 em operação *Buck* encontrando-se o conversor nº2 a operar no 2º quadrante (recuperação de energia). A tensão inicial dos ultracondensadores era de 5,4 V.

A corrente na bobine (I_L), a corrente de saída do conversor (I_1), a corrente das baterias ($I_{BAT.}$), a corrente do conversor nº2 (I_2) e as tensões ($U_{BAT.}$, U_{UC}) são convencionadas como positivas de acordo com os sentidos indicados no esquema da Figura 4.19.

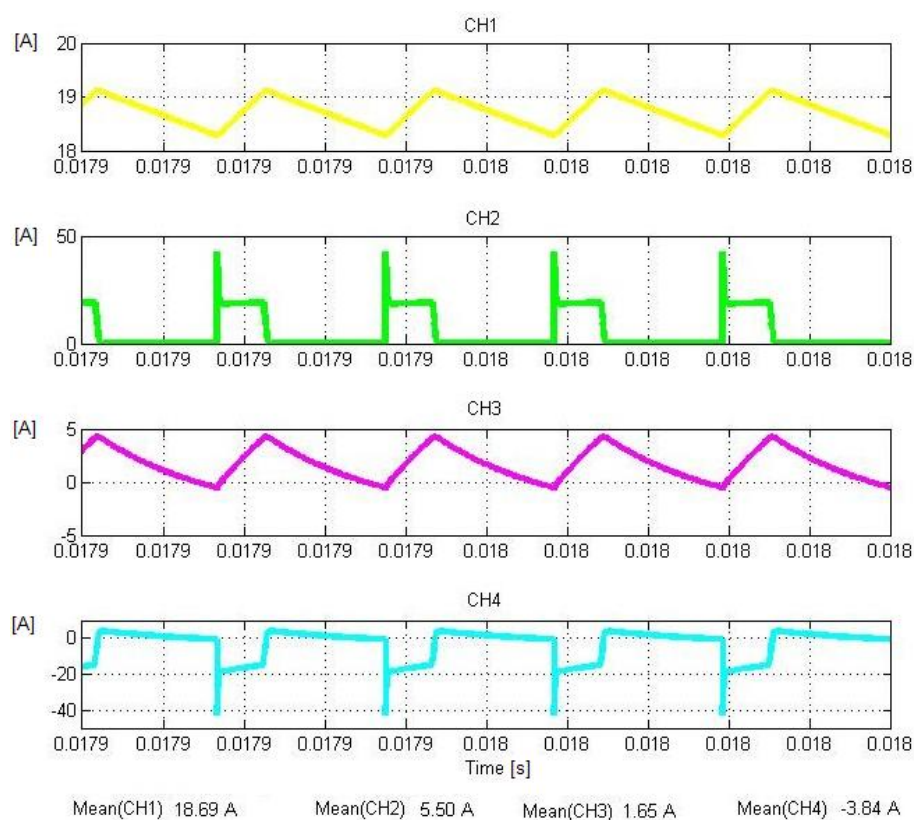


Figura 4.23 – Conversor nº1 – Operação *Buck*- Formas Onda, nº2.

É visível na Figura 4.23, as seguintes formas de onda:

- CH1 – Corrente na bobine (I_L)
- CH2 – Corrente do conversor nº1 (I_1)
- CH3 – Corrente das baterias ($I_{BAT.}$)
- CH4 – Corrente do conversor nº2 (I_2)

Verifica-se que a corrente das baterias é positiva indicando que estas se encontram a fornecer energia. A corrente das baterias tem um valor médio de 1,65 A, a corrente do

conversor nº1 tem um valor médio de 5,50 A e a corrente fornecida pelo conversor nº2 tem um valor médio de -3,84 A. Ocorre transferência de energia do conversor nº2 e das baterias para os ultracondensadores.

4.6.2. Simulações do Conversor 2Q

Na Figura 4.24 é visível o modelo utilizado para a simulação em Matlab® do conversor nº2, este modelo é composto por um sistema que engloba a máquina DC, a estrutura de potência do conversor e a fonte de corrente que modela o conversor nº1.

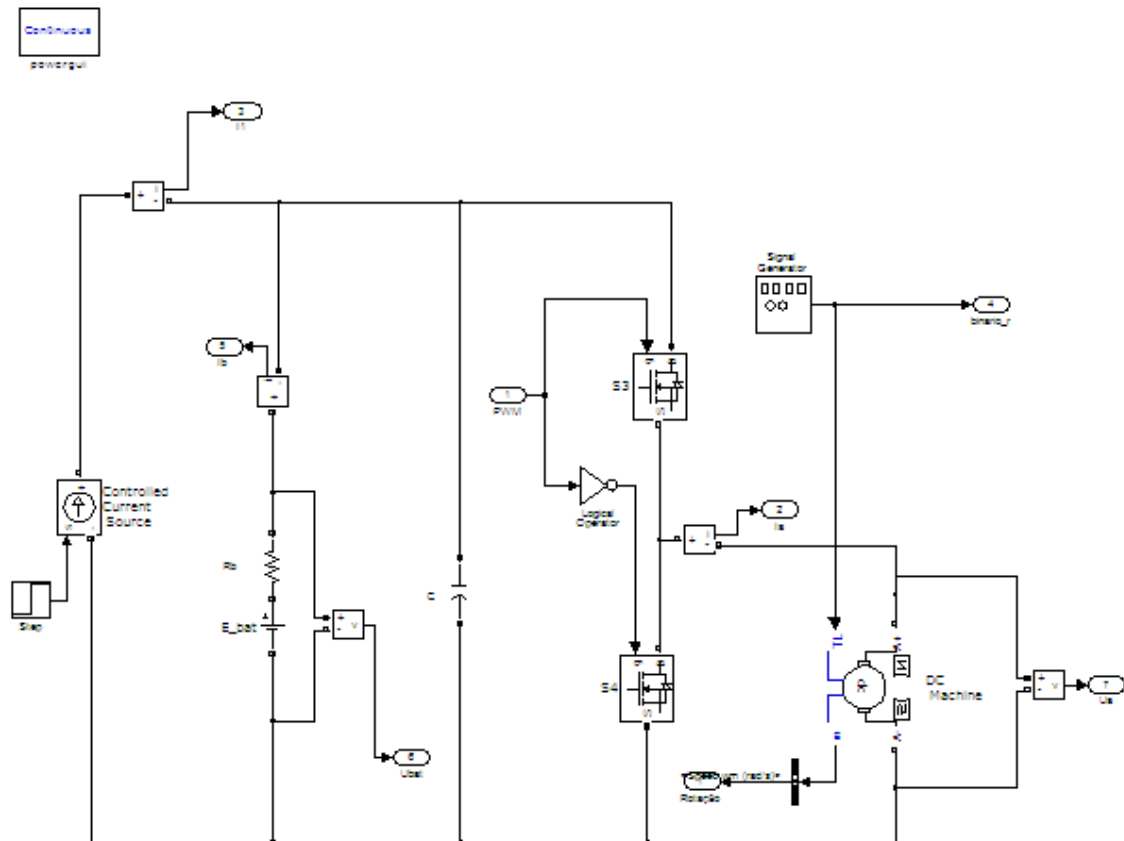


Figura 4.24 – Conversor nº2 – Simulação - Modelo

O modelo apresentado na Figura 4.24 em conjunto com o modelo do sistema de controle apresentado na Figura 4.12, permite simular os modos de operação do conversor nº2 (motorização e recuperação de energia) e a operação simultânea com o conversor nº1. O bloco “Gerador de Sinal” ligado ao motor permite simular o binário resistente aplicado ao motor. São registadas as formas de onda de variáveis relevantes para a análise da operação do conversor.

A corrente na armadura do motor (I_a), a corrente do conversor nº1, a corrente do conversor nº2 (I_2), a corrente das baterias (I_{BAT}), e as tensões (U_{BAT} , U_a) são convencionadas como positivas de acordo com os sentidos indicados no esquema da Figura 4.25.

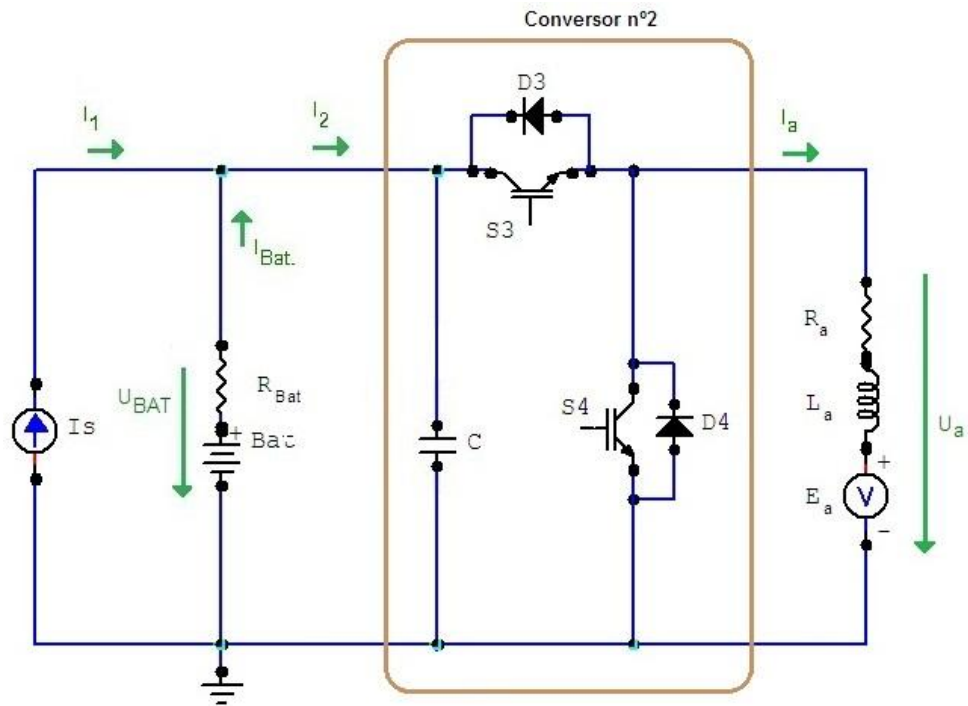


Figura 4.25 – Conversor nº2 – Simulação – Esquema.

Na Figura 4.26 é visível o desenvolvimento temporal da simulação de operação do conversor nº2. Os pontos notáveis de funcionamento no 1º e 2º quadrante são analisados na Figura 4.27 a Figura 4.29 sendo efetuada uma ampliação às formas de onda.

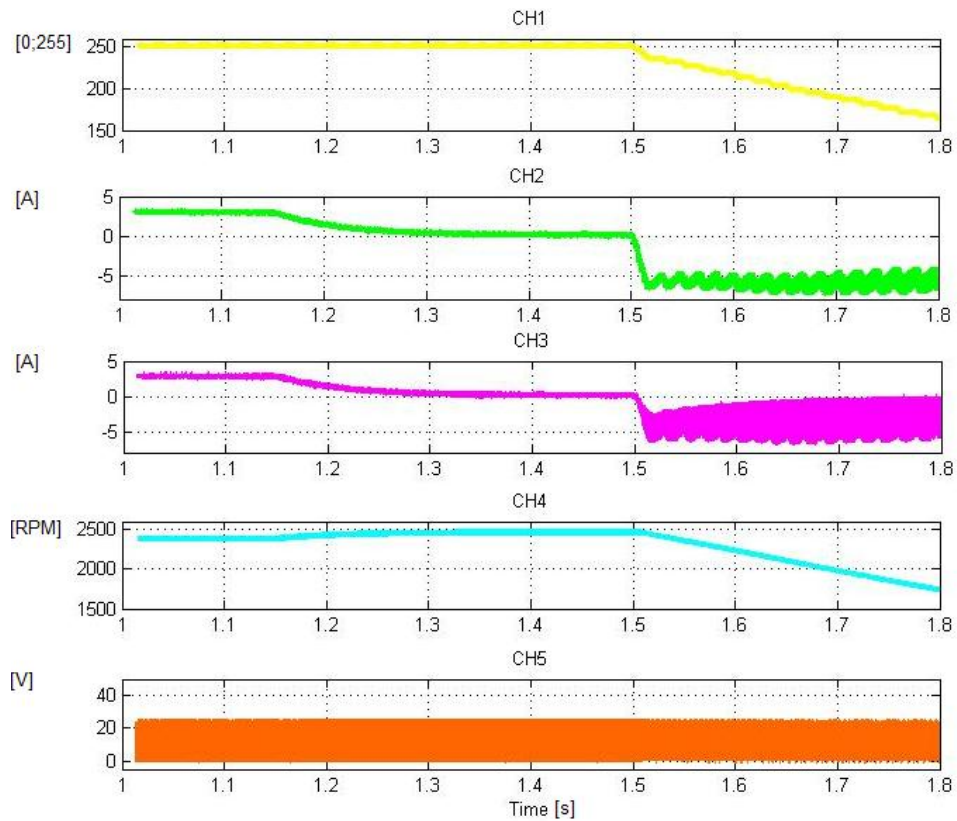


Figura 4.26 – Conversor nº2 – Simulação da operação nos 2 quadrantes.

É visível na Figura 4.26, as seguintes formas de onda:

- CH1 – Fator de ciclo de referência dado pelo acelerador (DTY_r)
- CH2 – Corrente da armadura do motor (I_a)
- CH3 – Corrente das baterias (I_{BAT})
- CH4 – Velocidade do motor
- CH5 – Tensão na armadura do motor (U_a)

4.6.2.1. Conversor nº2 - Operação no 1º Quadrante

Na Figura 4.27 é efetuada uma ampliação às formas de onda apresentadas na Figura 4.26, correspondendo a um ponto de funcionamento em que o conversor nº2 se encontra a operar no 1º quadrante (motorização).

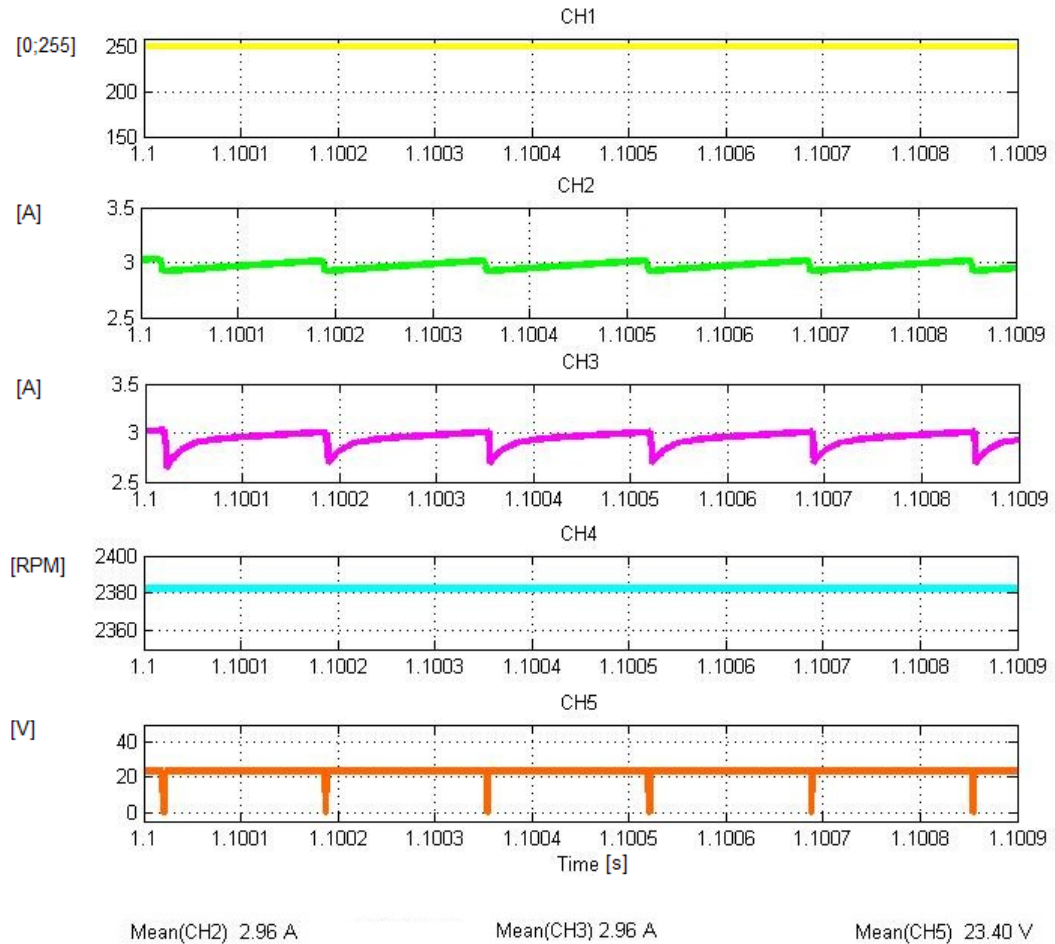


Figura 4.27 – Conversor nº2 – Simulação – Motorização, 1.

Observa-se na forma de onda do canal 1 (CH1) que o acelerador do veículo encontra-se próximo da posição de velocidade máxima que corresponde a $DTY_r = 255$, tal fato é também visível na forma de onda da tensão da armadura (CH4) uma vez que a tensão está próxima dos 24 V que corresponde a um fator de ciclo de 100%.

A corrente da armadura (CH2) tem um valor médio de 2,96 A, sendo positiva tal como a tensão da armadura indicando o funcionamento no 1º quadrante (motorização). A corrente das baterias (CH3) é positiva e com um valor médio de 2,96 A, ocorre transferência de energia das baterias para o motor. Observa-se que a velocidade do motor (CH4) é constante. Neste ponto da simulação o veículo encontra-se em deslocamento num plano horizontal.

Na Figura 4.28 é efetuada uma ampliação às formas de onda apresentadas na Figura 4.26, correspondendo a um ponto de funcionamento em que o conversor nº2 se encontra a operar no 1º quadrante (motorização) estando o veículo em deslocamento num plano descendente.

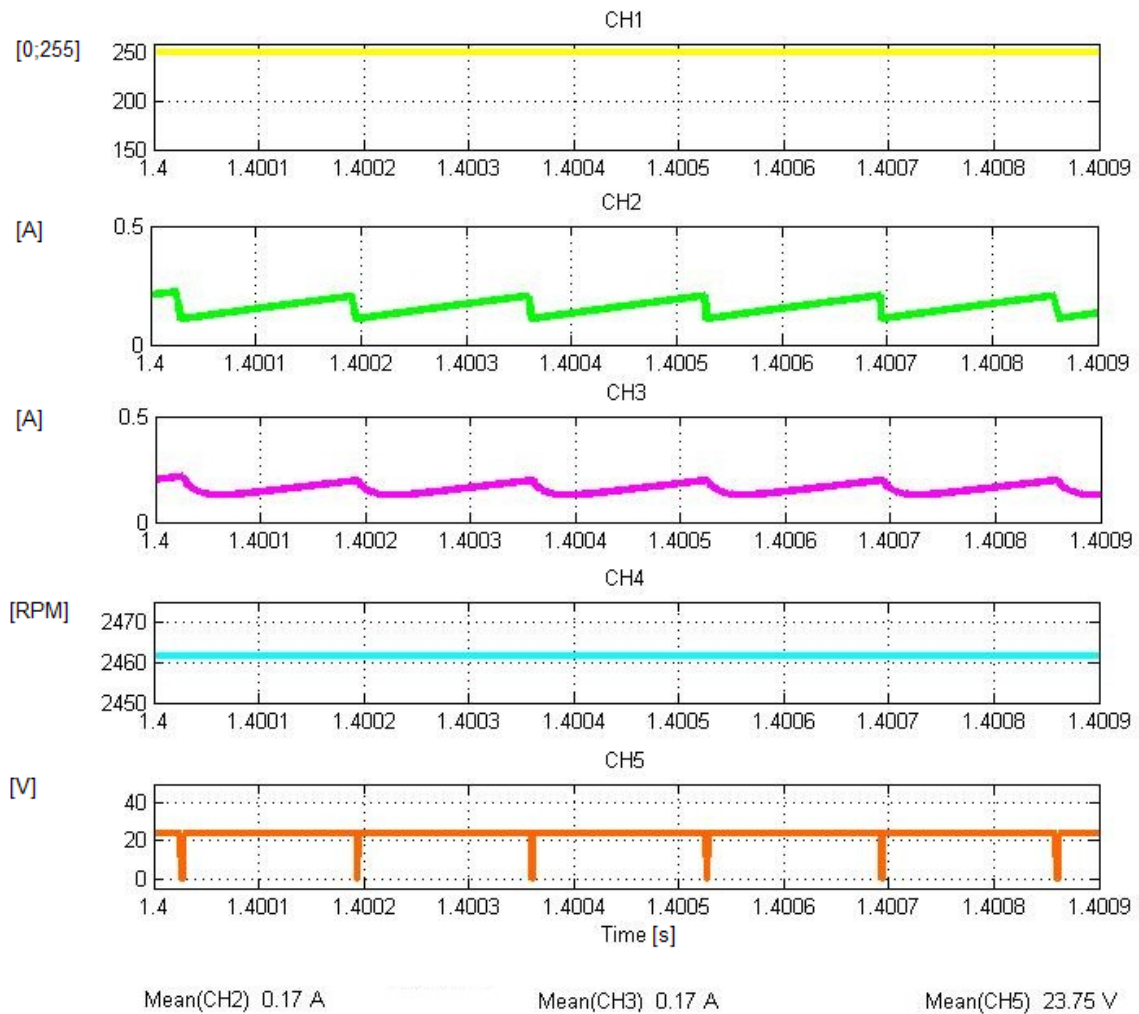


Figura 4.28 – Conversor nº2 – Simulação – Motorização, 2.

Comparativamente ao ponto de funcionamento apresentado na Figura 4.27 observa-se que não ocorreu alteração na posição do acelerador. A corrente na armadura (CH2) e a corrente das baterias (CH3) são desprezáveis e a velocidade de rotação do motor aumentou. É visível um ligeiro incremento da tensão na armadura. Neste ponto temporal da simulação o veículo encontra-se em deslocamento num plano descendente com o conversor nº2 a operar no 1º quadrante (motorização).

4.6.2.2. Conversor nº2 - Operação no 2º Quadrante

Na Figura 4.29 é efetuada uma ampliação às formas de onda apresentadas na Figura 4.26, correspondendo a um ponto de funcionamento em que o conversor nº2 se encontra a operar no 2º quadrante (Recuperação de Energia).

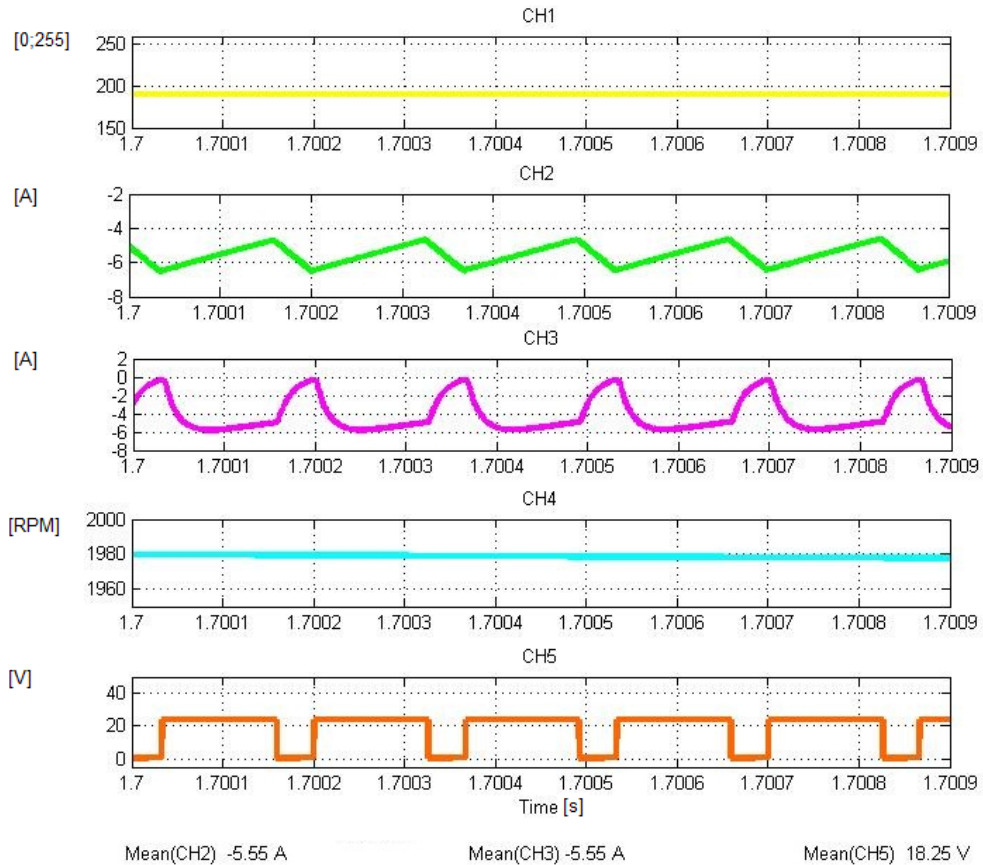


Figura 4.29 – Conversor nº2 – Simulação – Recuperação Energia.

Comparativamente ao ponto de funcionamento apresentado na Figura 4.28 observa-se que ocorreu uma redução do valor relativo à posição do acelerador (CH1) indicando que o condutor pretende reduzir a velocidade do veículo.

A velocidade de rotação do motor (CH4) reduziu-se, a corrente da armadura do motor (CH2) apresenta valor negativo e a tensão na armadura (CH5) valor positivo, indicando que o conversor nº2 se encontra a operar no 2º quadrante. A corrente das baterias (CH3) é negativa indicando que estas se encontram a receber a energia recuperada pelo conversor nº2 durante o processo de desaceleração do veículo.

4.6.2.3. Conversor nº2 - Controlo de Tensão.

Na Figura 4.30 são visíveis as formas de onda retiradas numa simulação para demonstrar a operação do controlo de tensão exposto no capítulo 4.5.2.

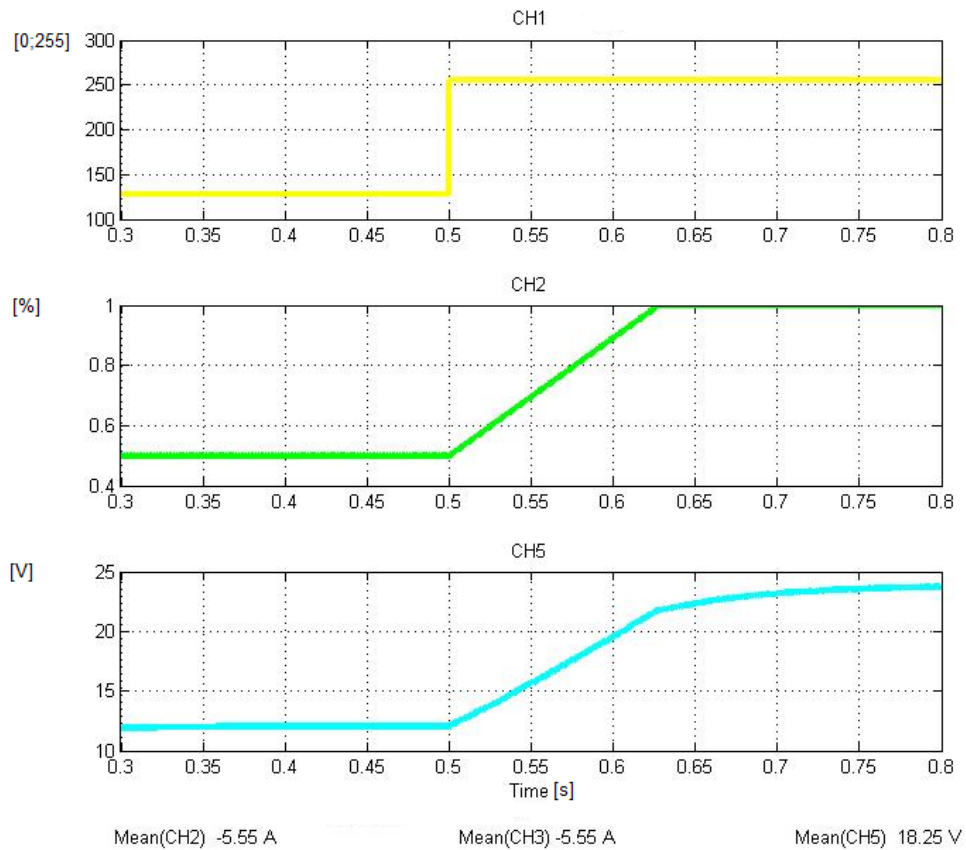


Figura 4.30 – Conversor nº2 – Controlo de Tensão - Simulação.

No canal CH1 é visível o fator de ciclo de referência, dado pela posição do acelerador da trotineta. No canal CH2 é visível o fator de ciclo do sinal PWM aplicado ao transístor da operação no 1º quadrante. No canal CH5 é visível o valor médio da tensão aplicada ao motor.

Verifica-se que quando a posição do acelerador é alterado indicando que é pretendido um valor mais elevado de velocidade, o fator de ciclo do sinal PWM é incrementado paulatinamente. A tensão da armadura acompanha, como esperado, o incremento do fator de ciclo.

4.6.2.4. Conversor nº2 - Controlo de Corrente.

Na Figura 4.31 são visíveis as formas de onda retiradas numa simulação para demonstrar a operação do controlo de corrente exposto no capítulo 4.5.2.

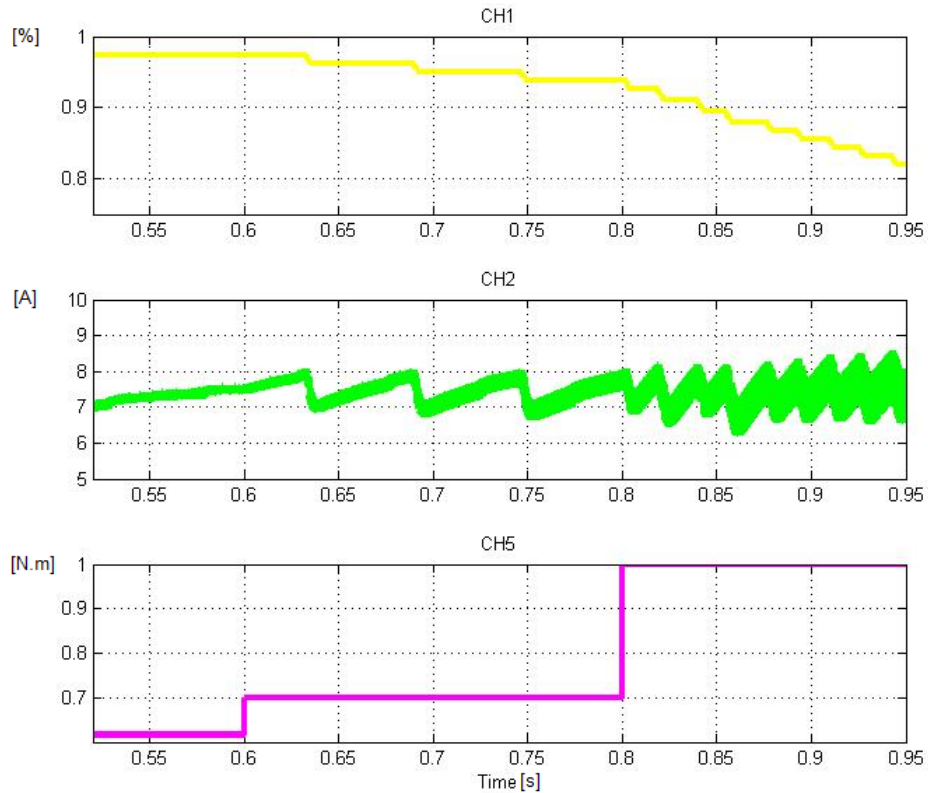


Figura 4.31 – Conversor nº2 – Controlo de Corrente - Simulação.

No canal CH1 é visível o fator de ciclo do sinal PWM aplicado ao transístor da operação no 1º quadrante. No canal CH2 é visível o valor médio da corrente na armadura do motor e no canal CH3 o valor do binário resistente aplicado ao motor. O limite de corrente definido no sistema de controlo é de 8 A. Durante a simulação é mantido constante o valor referente à posição do acelerador.

Verifica-se que inicialmente a corrente se encontra abaixo dos 8 A, aos 0,6 segundos ocorre um incremento do binário resistente a corrente aumenta excedendo ligeiramente o valor limite, o sistema de controlo inicia uma redução paulatina do fator de ciclo. Aos 0,8 segundos ocorre acentuado incremento no binário resistente, a corrente aumenta o que leva o sistema de controlo a reduzir o fator de ciclo de forma mais rápida para que a corrente se mantenha controlada.

4.6.2.5. Conversor nº2 e Conversor nº1 em Operação.

Nos capítulos (4.6.1.3) (4.6.1.4) são apresentadas as formas de onda retiradas em pontos de funcionamento que correspondem à operação simultânea do conversor nº1 e conversor nº2. Sendo nesses capítulos o conversor nº2 modelado por uma fonte de corrente. Tendo já sido simulada a troca de energia entre os dois conversores.

De forma a demonstrar que as observações efetuadas nas simulações em que o conversor nº2 é modelado por uma fonte de corrente devido à análise centrar-se no conversor nº1, são coerentes com as observações efetuadas quando a análise se centra no conversor nº2 e é o conversor nº1 modelado por uma fonte de corrente, apresenta-se na Figura 4.32 as formas de onda retiradas na simulação do conversor nº2 a operar no 1º quadrante e o conversor nº1 a operar no modo *Boost*.

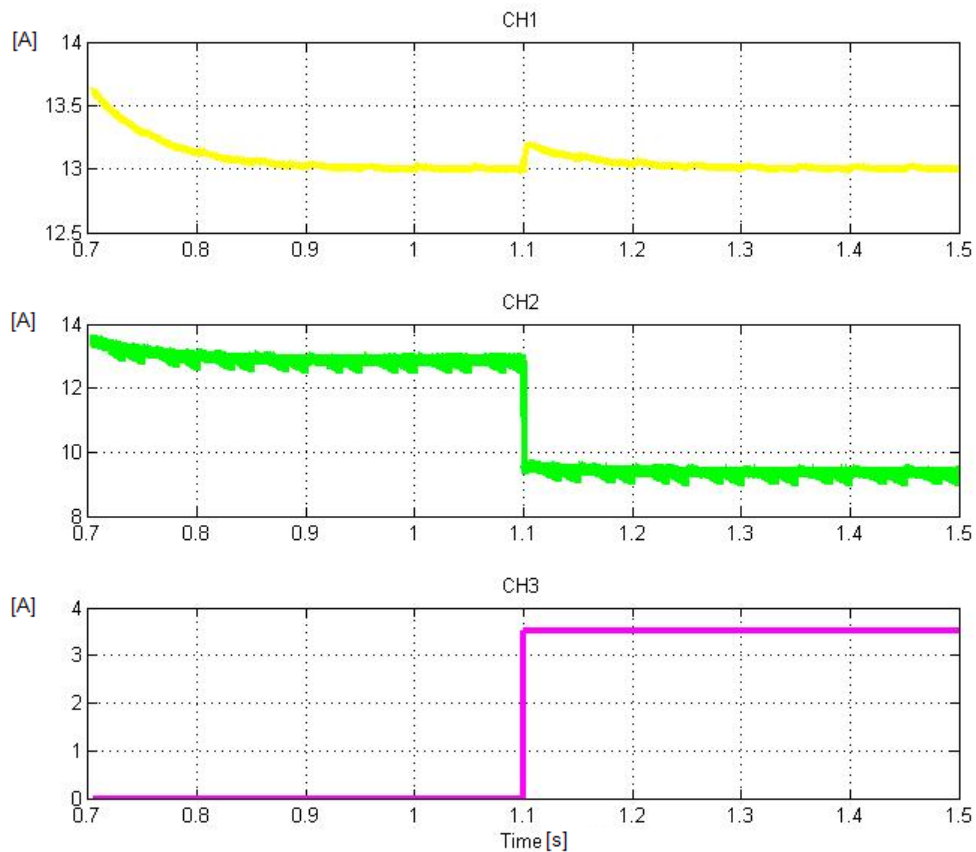


Figura 4.32 – Conversor nº2 e Conversor nº1 em Operação – Simulação.

É visível na Figura 4.32 as seguintes formas de onda:

- CH1 – Corrente da armadura do motor (I_a)
- CH2 – Corrente das baterias (I_{BAT})
- CH2 – Corrente do conversor nº1 (I_1)

Observa-se que no intervalo temporal $t = [0,7;1,1[$ [s] a corrente da armadura e a corrente das baterias têm um valor médio de 13 A, a corrente da fonte que modela o conversor nº1 é nula. Ocorre transferência de energia da bateria para o motor. No intervalo temporal $t =]1,2;1,5]$ [s] a corrente da armadura mantém um valor médio de 13 A, a corrente das baterias reduziu-se para 9,5 A em virtude do conversor nº1 se encontrar em operação *Boost* e a entregar uma corrente de 3,5 A ao conversor nº2. Ocorre transferência de energia das baterias e dos ultracondensadores para o conversor nº2 sendo esta entregue ao motor, sendo as observações efetuadas coerentes com as da Figura 4.21 (capítulo 4.6.1.3).

Capítulo 5 - Resultados Experimentais

5.1.1. Desenvolvimento do Protótipo

A estrutura de potência do protótipo, desenvolvido para a elaboração dos testes laboratoriais em bancada, é composta por um conversor *Buck-Boost* e um conversor de 2 quadrantes (2Q) de acordo o exposto no Capítulo 4.

O sistema híbrido de armazenamento de energia é composto por quatro ultracondensadores associados em série e por duas baterias do tipo VRLA de 12 V associadas em série. A estrutura do sistema híbrido é do tipo Ultracondensadores / Baterias, idêntica à apresentado na Figura 2.16 com a diferença de o segundo conversor indicado na figura ser no protótipo um conversor de dois quadrantes e o motor ser de corrente contínua.

O sistema de comando e controlo é montado em *Breadboard*. A estratégia de controlo é implementada num dispositivo de lógica programável (dsPIC30F2010). O comando dos transístores de potência é efetuado através de circuitos driver com opto – isoladores. A aquisição de sinais é efetuada com recurso a seguidores de tensão (*buffer*) para isolamento de sinais e com filtragem tipo “passa baixo” (filtros RC). A aquisição do sinal de corrente da armadura do motor é efetuada através de um transdutor de corrente. O sinal indicativo da posição do acelerador da trotineta é enviado para o sistema de controlo com recurso a um potenciômetro. O esquema elétrico e fluxograma do código utilizado no protótipo pode ser consultado no **ANEXO A**. O acionamento é composto por um motor de corrente continua de 24 V, retirado da trotineta elétrica disponibilizada pela ZAC[®]. O motor tem uma potência nominal de 400 W e uma rotação em vazio de 2500 RPM.

Para os ensaios laboratoriais em bancada é acoplado ao motor da trotineta, por meio de uma correia de transmissão, um motor auxiliar aos testes laboratoriais. O motor auxiliar é de características semelhantes ao motor do protótipo. Mediamente o objetivo do ensaio no que concerne à interação dos dois motores são criados dois cenários distintos. Na necessidade de aplicar um binário resistente negativo ao motor da trotineta é ligado ao motor auxiliar uma fonte de alimentação e colocado em motorização com rotação no mesmo sentido que o motor da trotineta para demonstrar a situação da descida numa rampa. Para ter um binário resistente fixo aplicado ao motor da trotineta é necessário ter uma carga que controle a corrente e a mantenha constante e a fonte de alimentação tem que estar construída para receber energia, as fontes disponíveis no laboratório não são adequadas para este ensaio. A ligação de um reóstato de carga ao motor auxiliar resulta num binário (de atrito), aplicado ao motor da trotineta, que é proporcional à velocidade. Estando o motor com velocidade constante este cenário é adequado à demonstração do funcionamento do sistema quando é aplicada carga mecânica ao motor da trotineta. Figuras do protótipo podem ser Consultadas no **ANEXO B**.

5.1.2. Conversor nº1 (*Buck – Boost*)

5.1.2.1. Conversor nº1 - Operação no Modo *Boost*

Nas formas de onda registadas nos ensaios laboratoriais da operação *Boost* a corrente na bobine (I_L), a corrente de saída do conversor (I_1), a corrente das baterias ($I_{BAT.}$), a corrente do conversor nº2 (I_2) e as tensões ($U_{BAT.}$, U_{UC}) são positivas de acordo com os sentidos convencionados no esquema da Figura 4.15.

Neste ensaio laboratorial o conversor nº2 encontra-se desativado. A frequência do sinal PWM aplicado ao transistor S_2 é de 48 kHz, o fator de ciclo é ajustado pelo sistema de controlo de acordo com capítulo 4.5.

Nas condições iniciais dos ensaios laboratoriais a tensão nos ultracondensadores encontra-se no intervalo [5,4;10,8] V conforme descrito nos dados de cada ensaio e a tensão nas baterias, quando não especificado, é de 24 V.

Nas condições iniciais do ensaio a tensão aos terminais dos condensadores é de 10,8 V. O sistema de controlo ativa a operação *Boost* e são registadas as formas de onda apresentadas na Figura 5.1. O ponto de funcionamento registado corresponde a condições de funcionamento próximas da simulação apresentada na Figura 5.1.

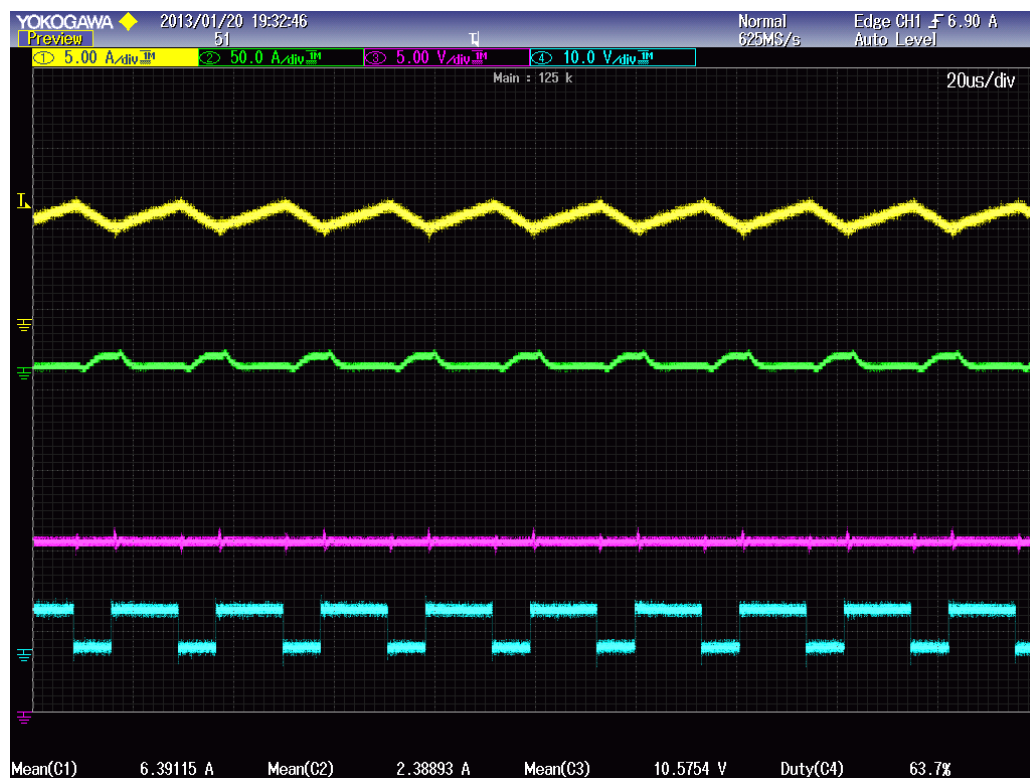


Figura 5.1 – Conversor nº1 – Operação *Boost* – Formas Onda, nº1.

É visível na Figura 5.1, as seguintes formas de onda:

A amarelo (C1) – Corrente na bobine (I_L)

A verde (C2) – Corrente do conversor nº1 (I_1)

A magenta (C3) – Tensão nos Ultracondensadores (U_{UC})

A azul (C4) – Sinal PWM aplicado ao transistor S_2

Verifica-se que a corrente na bobine (I_L), à semelhança do verificado na simulação, não se anula. A corrente (I_L) apresenta um valor médio de 6,39 A.

A corrente de saída do conversor (I_1) tem um valor médio de 2,38 A e o fator de ciclo da operação *Boost* neste ponto de funcionamento é de 63,7%.

Na Tabela 5.1 são comparados os dados retirados do ensaio laboratorial com os dados da simulação em pontos de funcionamento próximos.

	U_{UC} [V]	I_L [A]	I_1 [A]	δ [%]
Simulação	10,80	7,48	2,92	58
Ensaio Laboratorial	10,58	6,39	2,38	63,7

Tabela 5.1 – Conversor nº1 – Operação *Boost* – Dados Ensaio Laboratoriais, 1.

Verifica-se na Tabela 5.1 que os valores obtidos no ensaio laboratorial são aproximados dos valores obtidos na simulação.

Na Figura 5.2 são apresentadas as formas de onda retiradas de um ensaio laboratorial da operação *Boost*. Nas condições iniciais do ensaio laboratorial a tensão aos terminais dos condensadores é de 10,8 V.

O ponto de funcionamento registado na Figura 5.2 corresponde a condições de funcionamento próximas da simulação apresentada na Figura 4.16.



Figura 5.2 – Conversor nº1 – Operação *Boost* – Formas Onda, nº2.

É visível na Figura 5.2, as seguintes formas de onda:

- A amarelo (C1) – Corrente na bobine (I_L)
- A verde (C2) – Corrente do conversor nº1 (I_1)
- A magenta (C3) – Corrente das baterias (I_{BAT})

Verifica-se que a corrente nas baterias é negativa indicando que se encontram a receber energia, ou seja, durante a operação *Boost* ocorre transferência de energia dos ultracondensadores para as baterias. Os valores obtidos são coerentes com os registados na simulação.

Na Tabela 5.2 são apresentados os dados retirados dos ensaios laboratoriais tendo em consideração três níveis de tensão inicial nos ultracondensadores e uma tensão de 24 V nas baterias.

U_{UC} [V]	I_L [A]	I_1 [A]	δ [%]
10,58	6,39	2,38	63,7
8,17	13,59	2,88	74,5
5,42	22,28	2,59	85,9

Tabela 5.2 – Conversor nº1 – Operação *Boost* – Dados de Ensaio Laboratoriais, 2.

Com o objetivo de verificar o rendimento do conversor durante a operação *Boost* são apresentados na Tabela 5.3 as tensões e correntes na entrada e saída do conversor durante a operação em três pontos de funcionamento distintos.

U_{UC} [V]	U_{BAT} [V]	I_L [A]	I_1 [A]	η [%]
10,43	28,07	7,09	2,24	85
8,19	30,11	8,60	1,54	66
5,46	30,47	18,89	2,16	64

Tabela 5.3 – Conversor nº1 – Operação *Boost* – Dados de Ensaio Laboratoriais, 3.

Verifica-se que os rendimentos são menores quando o nível de tensão nos ultracondensadores é mais reduzido, justificado pelo facto de que nesses pontos de operação as correntes de entrada são maiores o que leva a perdas maiores.

Na Figura 5.3 são apresentadas as formas de onda de um ponto de funcionamento em que a tensão dos ultracondensadores se encontram próxima da tensão nominal e as baterias se encontram descarregadas, sendo este o ponto de funcionamento mais desfavorável no sentido de implicar maiores correntes de carga das baterias.



Figura 5.3 – Conversor nº1 – Operação *Boost* – Formas Onda, nº3.

É visível na Figura 5.3, as seguintes formas de onda:

- A amarelo (C1) – Corrente na bobine (I_L)
- A verde (C2) – Corrente do conversor nº1 (I_1)
- A magenta (C3) – Corrente das baterias (I_{BAT})

Na Tabela 5.4 são sintetizados os dados do ensaio laboratorial e comparados com os dados da simulação:

	U_{UC} [V]	U_{BAT} [V]	δ [%]	I_L [A]	I_1 [A]	I_{BAT} [A]
Ensaio Laboratorial	10,73	20,92	64	13,28	4,69	-4,65
Simulação	10,78	21,10	58	16,05	6,54	-6,54

Tabela 5.4 – Conversor nº1 – Operação *Boost* – Dados de Ensaio Laboratoriais, 4.

Verifica-se que a corrente de carga das baterias neste ponto de funcionamento tem um valor médio de -4,65 A sendo assim um pouco superior ao valor aconselhado pelo fabricante (3 A). A corrente de carga das baterias mantém-se neste valor durante um período de tempo reduzido (tendo em consideração o tempo de carga de uma bateria), verificou-se experimentalmente que o processo de descarga dos ultracondensadores durante a transferência de energia para as baterias ocorre durante aproximadamente 5 minutos. Durante este tempo não se verifica incremento na temperatura das baterias pelo que na ausência de indicativos de possibilidade de danos às baterias considera-se adequada a operação do sistema neste ponto de funcionamento.

5.1.2.2. Conversor nº1 - Operação no Modo *Buck*

Nas formas de onda registadas nos ensaios laboratoriais da operação *Buck* a corrente na bobine (I_L), a corrente de saída do conversor (I_1), a corrente das baterias (I_{BAT}), a corrente do conversor nº2 (I_2) e as tensões (U_{BAT} , U_{UC}) são positivas de acordo com os sentidos convencionados no esquema da Figura 4.19.

Neste ensaio laboratorial o conversor nº2 encontra-se desativado. A frequência do sinal PWM de comando do transístor S_1 é de 48 kHz e o fator de ciclo é ajustado pelo sistema de controlo de acordo com capítulo 4.5. O conversor nº2 encontra-se desativado.

Nas condições iniciais dos ensaios laboratoriais a tensão nos ultracondensadores encontra-se no intervalo [5,4;10,8] V conforme discriminado nos dados de cada ensaio e a tensão nas baterias, quando não especificado, é de 29 V, o sistema de controlo ativa a operação *Buck*. São registadas as formas de onda apresentadas na Figura 5.4.

O ponto de funcionamento registado corresponde a condições de funcionamento próximas da simulação apresentada na Figura 4.20.



Figura 5.4 – Conversor nº1 – Operação *Buck* – Formas Onda, nº1.

É visível na Figura 5.4, as seguintes formas de onda:

- A amarelo (C1) – Corrente na bobine (I_L)
- A verde (C2) – Corrente do conversor nº1 (I_1)
- A magenta (C3) – Tensão nos ultracondensadores (U_{UC})
- A azul (C4) – Sinal PWM aplicado ao transistor S_1

Verifica-se que a corrente na bobine (I_L), à semelhança do verificado na simulação, não se anula. A corrente (I_L) apresenta um valor médio de 25,45 A.

A corrente de entrada do conversor (I_1) tem um valor médio de 7,36 A e o fator de ciclo da operação *Buck* neste ponto de funcionamento é de 13,2%.

Na Tabela 5.5 são comparados os dados retirados do ensaio laboratorial com os dados da simulação em pontos de funcionamento próximos.

	U_{UC} [V]	$U_{BAT.}$ [V]	I_L [A]	I_1 [A]	δ [%]
Simulação	0	29	38,6	3,96	9,6
Ensaio Laboratorial	0,85	30	25,5	7,36	13,2

Tabela 5.5 – Conversor nº1 – Operação *Buck* – Dados Ensaio Laboratoriais, 1.

Os valores do ensaio laboratorial apresentados na Tabela 5.5 são retirados num ponto de funcionamento em que a tensão nos ultracondensadores é ligeiramente superior ao valor da simulação o que implica que o valor do fator de ciclo do ensaio seja superior ao fator de ciclo da simulação. Os valores de corrente não sendo iguais aos da simulação são coerentes com o modo de operação do conversor demonstrando a transferência de energia das baterias para os ultracondensadores estando estes numa situação de carga inicial.

Na Tabela 5.6 são apresentados os dados retirados dos ensaios laboratoriais tendo em consideração cinco níveis de tensão inicial nos ultracondensadores e uma tensão de 29 V nas baterias.

U_{UC} [V]	$U_{BAT.}$ [V]	I_L [A]	I_1 [A]	δ [%]	η [%]
0,85	30	25,5	7,36	13,2	9,8
3	29,9	24,7	4,47	16,5	55
5,6	29,3	24,6	9,56	27,9	50
8,3	28,9	24,7	13,60	37,5	52
10,83	29,2	23,9	16,60	48	53

Tabela 5.6 – Conversor nº1 – Operação *Buck*– Dados Ensaio Laboratoriais, 2.

Verifica-se na Tabela 5.6 que os valores de corrente de entrada (I_1) e corrente de saída do conversor (I_L) na operação *Buck* são coerentes com os valores resultantes da simulação (Tabela 4.8). A transferência de energia das baterias para os ultracondensadores ocorre de forma estável independentemente do nível de tensão aos terminais dos ultracondensadores.

Após a carga inicial dos ultracondensadores a operação do conversor no modo *Buck* corresponde ao intervalo em que a tensão nos ultracondensadores se situa entre os 5,4 e os 10,8 V. Observa-se Tabela 5.6 que neste intervalo de operação o rendimento se encontra acima dos 50%. O rendimento obtido pode ser futuramente melhorado por duas vias, uma das vias a otimização do circuito *snubber*. A segunda é efetuada após ensaios do protótipo instalado na trotineta, em função dos ensaios efetuados poder-se-á implementar uma alteração ao controlo para que a determinação do fator de ciclo da operação *Buck* dependa não só do nível de tensão dos ultracondensadores mas também do valor da corrente recuperada pelo conversor nº2, com o objetivo de reduzir, se possível, a corrente de entrada do conversor nº1 o que implicará correntes menores no transístor e na bobine do conversor e conseqüentemente menores perdas.

5.1.2.3. Conversor nº2 em operação e Conversor nº1 em operação no Modo *Boost*

A corrente na bobine (I_L), a corrente de saída do conversor (I_1), a corrente das baterias ($I_{BAT.}$), a corrente do conversor nº2 (I_2) e as tensões ($U_{BAT.}$, U_{UC}) são convencionadas como positivas de acordo com os sentidos indicados no esquema da Figura 4.15.

Na Figura 5.5 são apresentadas as formas de onda de um ponto de funcionamento do conversor nº1 em operação *Boost* encontrando-se o conversor nº2 a operar no 1º quadrante (entrega de energia ao motor).

O ponto de funcionamento registado corresponde a condições de funcionamento próximas da simulação apresentada na Figura 4.21.

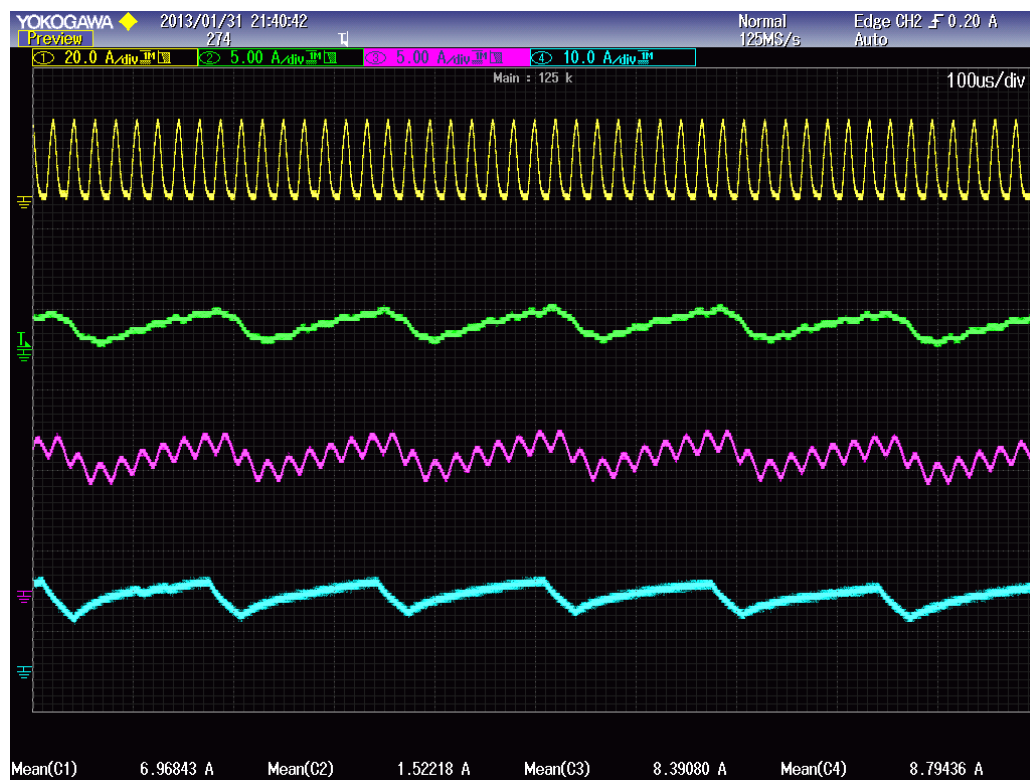


Figura 5.5 – Conversor nº1 – Operação *Boost* – Formas Onda, nº4.

É visível na Figura 5.5, as seguintes formas de onda:

A amarelo (C1) – Corrente do conversor nº1 (I_1)

A verde (C2) – Corrente da bateria (I_{BAT})

A magenta (C3) – Corrente do conversor nº2 (I_2)

A azul (C4) – Corrente da armadura do motor (I_a)

Verifica-se que a corrente da bateria é positiva indicando que esta se encontra a fornecer energia. A corrente da bateria tem um valor médio de 1,52 A, a corrente do conversor nº1 tem um valor médio de 6,96 A e a corrente absorvida pelo conversor nº2 tem um valor médio de 8,79 A. Ocorre transferência de energia das baterias e dos ultracondensadores para o conversor nº2 sendo esta entregue ao motor.

Na Tabela 5.7 são comparados os dados retirados do ensaio laboratorial com os dados da simulação em pontos de funcionamento próximos.

	I_1 [A]	I_{BAT} [A]	I_2 [A]	I_a [A]
Simulação	6,71	1,66	8,38	8,48
Ensaio Laboratorial	6,96	1,52	8,39	8,79

Tabela 5.7 – Conversor nº1 – Operação *Boost* – Dados Ensaio Laboratoriais, 5.

Observa-se na Tabela 5.7 que os valores obtidos no ensaio laboratorial são aproximados dos valores obtidos na simulação.

Na Figura 5.6 são apresentadas as formas de onda de um ponto de funcionamento do conversor nº1 em operação *Boost* encontrando-se o conversor nº2 a operar no 2º quadrante (recuperação de energia).

O ponto de funcionamento registado corresponde a condições de funcionamento próximas da simulação apresentada na Figura 4.22.

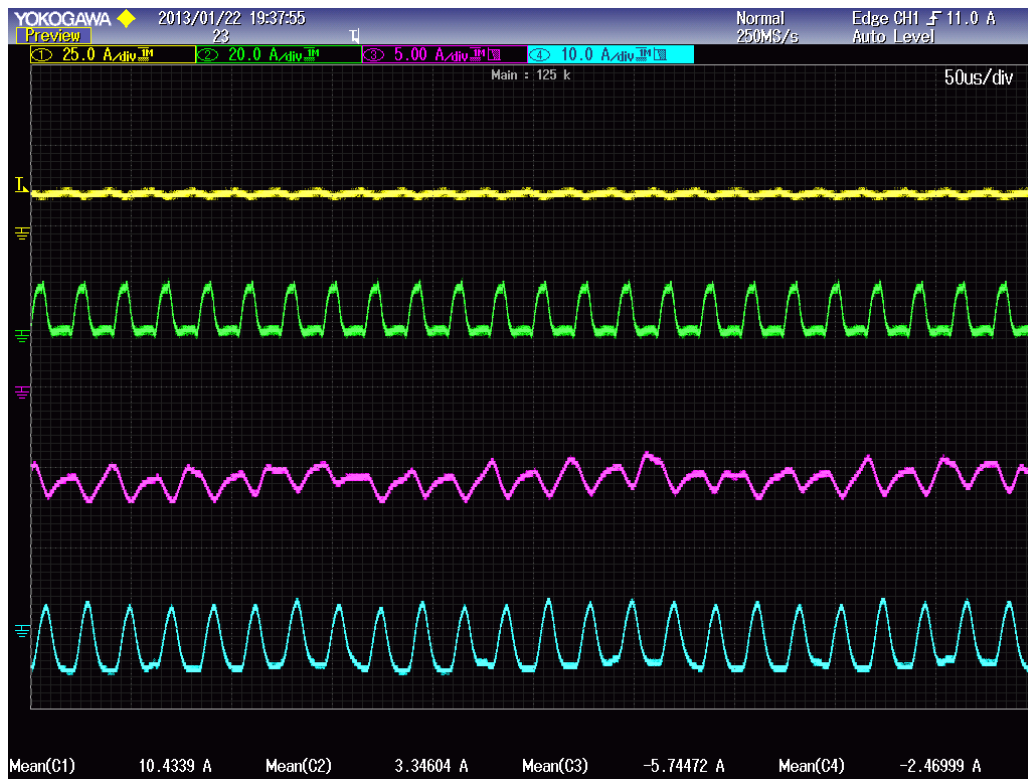


Figura 5.6 – Conversor nº1 – Operação *Boost* – Formas Onda, nº5.

É visível na Figura 5.6, as seguintes formas de onda:

- A amarelo (C1) – Corrente na bobine (I_L)
- A verde (C2) – Corrente do conversor nº1 (I_1)
- A magenta (C3) – Corrente das baterias (I_{BAT})
- A azul (C4) – Corrente do conversor nº2 (I_2)

Verifica-se que a corrente das baterias é negativa indicando que estas se encontram a receber energia. A corrente das baterias tem um valor médio de -5,74 A, a corrente de saída do conversor nº1 tem um valor médio de 3,34 A. A corrente do conversor nº2 é negativa confirmando a operação no 2º quadrante, tendo (I_2) um valor médio de -2,47 A. Ocorre transferência de energia do conversor nº2 e dos ultracondensadores para as baterias. Os valores obtidos no ensaio laboratorial são aproximados dos valores obtidos na simulação.

5.1.2.4. Conversor nº2 em operação e Conversor nº1 em operação no Modo *Buck*

Nas condições iniciais do ensaio laboratorial o conversor nº2 encontra-se a operar no 2º quadrante (recuperação de energia). A tensão inicial dos ultracondensadores é de 5,4 V. Quando a tensão nas baterias atinge os 29 V é ativada a operação do conversor nº1 no modo *Buck*. São registadas as formas de onda apresentadas na Figura 5.7.

A corrente na bobine (I_L), a corrente de saída do conversor (I_1), a corrente das baterias (I_{BAT}), a corrente do conversor nº2 (I_2) e as tensões (U_{BAT} , U_{UC}) são convencionadas como positivas de acordo com os sentidos indicados no esquema da Figura 4.19.

O ponto de funcionamento registado corresponde a condições de funcionamento próximas da simulação apresentada na Figura 4.23.

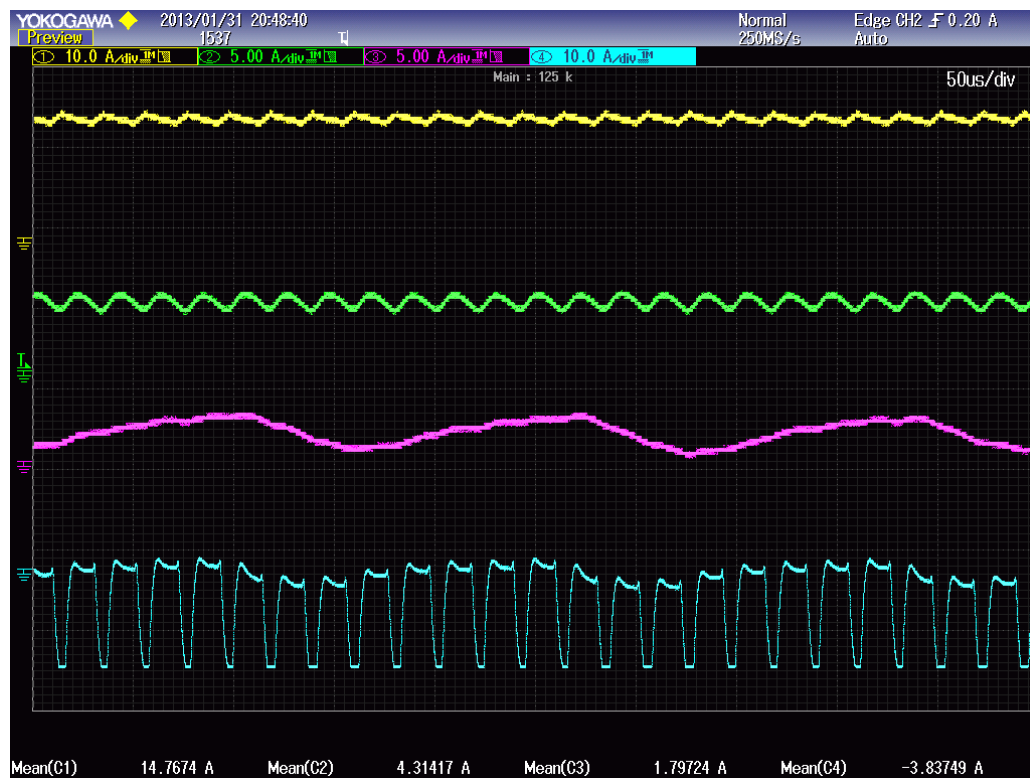


Figura 5.7 – Conversor nº1 – Operação *Buck* – Formas Onda, nº2.

É visível na Figura 5.7, as seguintes formas de onda:

- A amarelo (C1) – Corrente na bobine (I_L)
- A verde (C2) – Corrente do conversor nº1 (I_1)
- A magenta (C3) – Corrente das baterias (I_{BAT})
- A azul (C4) – Corrente do conversor nº2 (I_2)

Observa-se na Figura 5.7 que a corrente (I_2) é negativa indicando que o conversor nº2 se encontra a operar no 2º quadrante. A corrente das baterias é positiva indicando que se encontra a entregar energia. A corrente (I_1) é positiva indicando que o conversor nº1 se encontra a operar no modo *Buck*. Ocorre transferência de energia do conversor nº2 e das baterias para os ultracondensadores.

Na Tabela 5.8 são comparados os dados retirados do ensaio laboratorial com os dados da simulação em pontos de funcionamento próximos.

	I_L [A]	I_1 [A]	$I_{BAT.}$ [A]	I_2 [A]
Simulação	18.69	5,50	1,65	-3,84
Ensaio Laboratorial	14,77	4,31	1,80	-3,84

Tabela 5.8 – Conversor nº1 – Operação *Buck* – Dados Ensaio Laboratoriais, 3.

Observa-se na Tabela 5.7 que os valores obtidos no ensaio laboratorial são aproximados dos valores obtidos na simulação.

5.1.3. Conversor 2Q

Nas formas de onda registadas nos ensaios laboratoriais da operação do conversor 2Q a corrente na bobine (I_L), a corrente na armadura do motor (I_a), a corrente do conversor nº1, a corrente do conversor nº2 (I_2), a corrente das baterias ($I_{BAT.}$), a corrente do motor auxiliar aos ensaios laboratoriais (I_3) e as tensões ($U_{BAT.}$, U_a) são positivas de acordo com os sentidos convencionados no esquema da Figura 5.8.

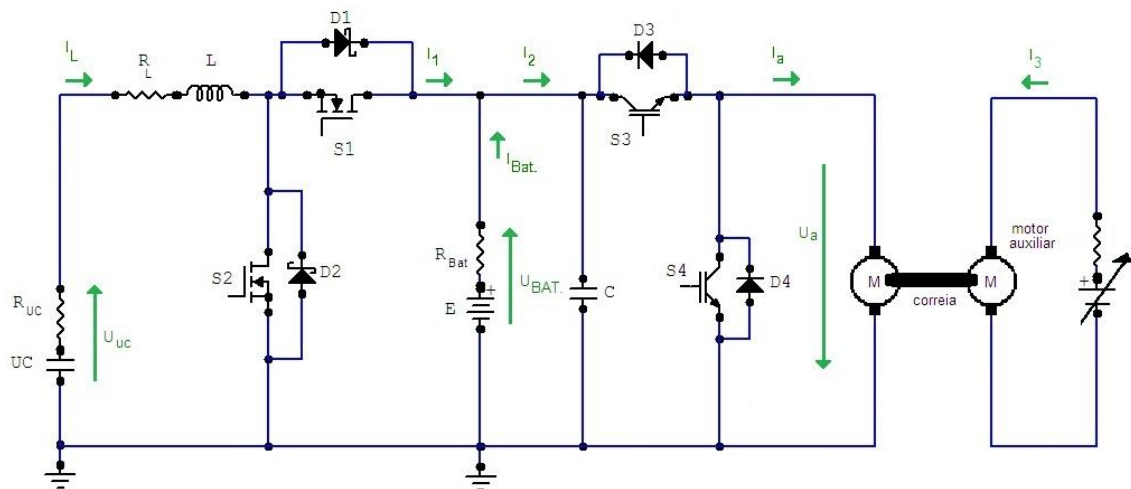


Figura 5.8 – Conversor nº2 – Ensaio Laboratorial – Esquema.

5.1.3.1. Conversor nº2 - Operação no 1º Quadrante

Nas condições iniciais do ensaio laboratorial a tensão nas baterias é de 24 V e o conversor nº1 encontra-se desativado. O motor encontra-se ligado por meio de uma correia a um segundo motor que não se encontra alimentado, este segundo motor representa para o motor da trotineta uma carga mecânica devido ao atrito da correia e rolamentos.

O acelerador é colocado próximo da posição de velocidade máxima, sendo assim solicitado ao sistema de controlo um fator de ciclo próximo de 100%, o motor acelera até estabilizar quando atinge o fator de ciclo pretendido. São registadas as formas de onda apresentadas na Figura 5.9.

O ponto de funcionamento registado é próximo das condições de simulação apresentadas na Figura 4.27. Na simulação a carga mecânica é dada por um valor de binário resistente associado ao bloco do motor.

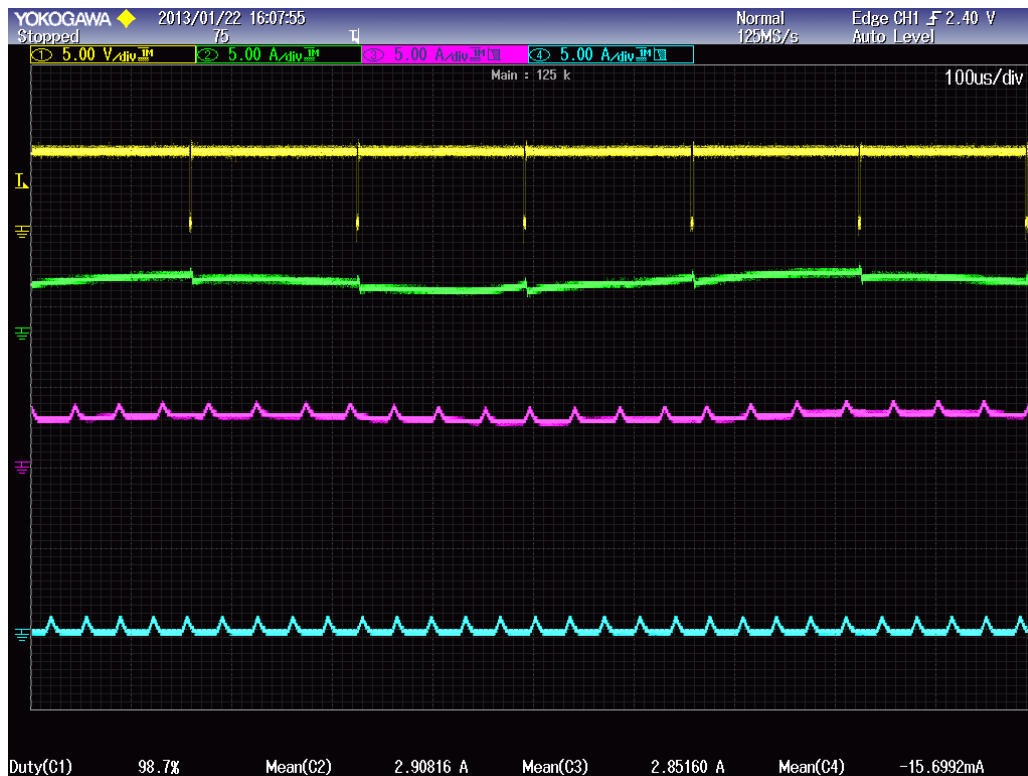


Figura 5.9 – Conversor nº2 – Ensaio Laboratorial – Motorização, 1.

É visível na Figura 5.9 as seguintes formas de onda:

- A amarelo (C1) – Fator de ciclo do sinal PWM aplicado ao transístor (S_3)
- A verde (C2) – Corrente da armadura do motor (I_a)
- A magenta (C3) – Corrente das baterias (I_{BAT})
- A azul (C4) – Corrente do motor auxiliar (I_3)

Observa-se na forma de onda do canal 1 (C1) que o acelerador do veículo encontra-se próximo da posição de velocidade máxima, dado o fator de ciclo aplicado ao transistor S_3 , do conversor nº2, ser de 98,7%. A corrente da armadura (C2) tem um valor médio de 2,91 A, que sendo positiva indica o funcionamento de motorização. A corrente das baterias (C3) é positiva e com um valor médio de 2,85 A, ocorre transferência de energia das baterias para o motor. A corrente do motor auxiliar nº2 é desprezável dado não se encontrar alimentado pela fonte auxiliar. Este ensaio laboratorial corresponde a um deslocamento do veículo em plano horizontal. O veículo desloca-se devido à energia entregue pelas baterias ao motor.

As formas de onda e valores obtidos no ensaio laboratorial são aproximados dos obtidos na simulação apresentada na Figura 4.27.

No seguimento do ensaio laboratorial é ligada a alimentação ao motor auxiliar que inicia a motorização com o mesmo sentido de rotação do motor da trotineta. Este ensaio corresponde ao veículo passar do plano horizontal a um plano descendente. É mantida a posição do acelerador. As formas de onda são registadas e apresentadas na Figura 5.10.

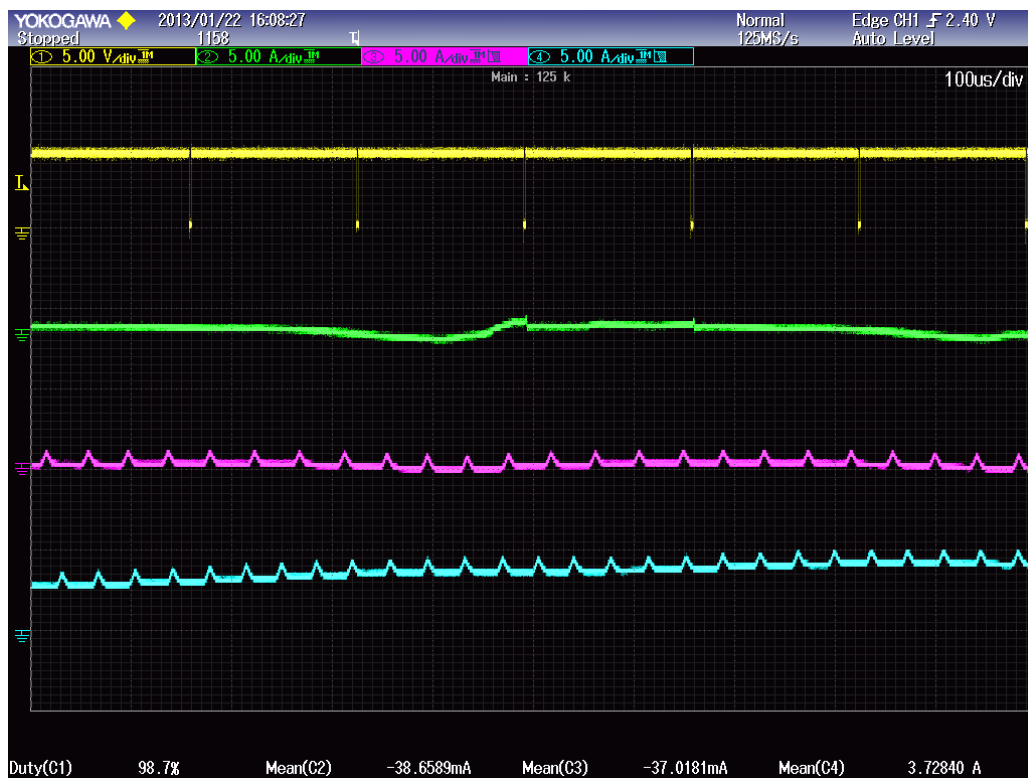


Figura 5.10 – Conversor nº2 – Ensaio Laboratorial – Motorização, 2.

Verifica-se na forma de onda do canal (C1) que mantém-se o fator de ciclo aplicado ao transistor S_3 , mantendo-se assim a operação no modo de motorização. Um fator de ciclo de 98,7% implicaria uma tensão na armadura de aproximadamente 24 V no entanto verifica-se

que a corrente na armadura, canal (C2) é nula. No canal (C3) observa-se uma corrente nas baterias nula. O veículo encontra-se em deslocamento num plano descendente e por ação da gravidade encontra-se a uma velocidade superior à determinada pela posição do acelerador. Neste ponto de funcionamento o motor da trotineta inicia o funcionamento de gerador, a tensão aos seus terminais é ligeiramente superior ao valor determinado pelo fator de ciclo de operação do conversor. A corrente do motor auxiliar tem um valor médio de 3,73 A indicando que este se encontra em motorização.

O desenvolvimento do ensaio laboratorial, interpretação dos valores e as formas de onda são coerentes com a simulação apresentada na Figura 4.28.

5.1.3.2. Conversor nº2 - Operação no 2º Quadrante

No seguimento do ensaio laboratorial (ver 5.1.3.1) o veículo encontra-se em deslocamento num plano descendente, o condutor pretende reduzir a velocidade e altera a posição do acelerador. As formas de onda são registadas e apresentadas na Figura 5.11.

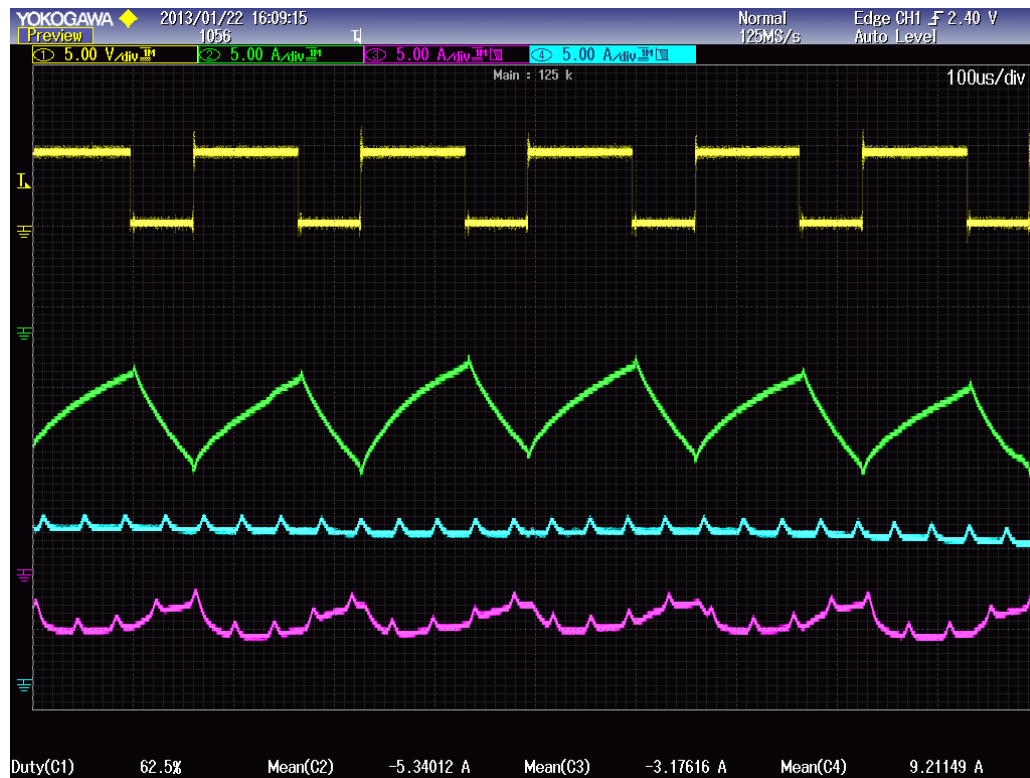


Figura 5.11 – Conversor nº2 – Ensaio Laboratorial – Recuperação de Energia.

Observa-se na forma de onda do canal (C1) que ocorreu uma redução do fator de ciclo do sinal PWM aplicado ao transístor S_3 , dada a nova posição do acelerador. Aumenta o fator de ciclo do sinal PWM aplicado ao transístor S_4 , devido aos dois sinais PWM serem complementares.

A corrente da armadura (C2) deixa de ser nula apresentando agora um valor médio de -5,34 A, a corrente negativa indica que o conversor se encontra a operar no 2º quadrante. A corrente das baterias é negativa, com um valor médio de -3,18 A, indicando que se encontram a receber energia recuperada durante a desaceleração do veículo.

O desenvolvimento do ensaio laboratorial, interpretação dos valores e as formas de onda são coerentes com a simulação apresentada na Figura 4.29.

5.1.3.3. Conversor nº2 - Controlo de Tensão.

Na Figura 5.12 a Figura 5.14 são visíveis as formas de onda retiradas numa simulação para demonstrar a operação do controlo de tensão exposto no capítulo 4.5.2 e simulado no capítulo 4.6.2.3.

O acelerador é colocado próximo da posição de valor máximo, o motor acelera progressivamente. Durante o processo de aceleração são registadas as formas de onda da corrente da armadura do motor (I_a), o fator de ciclo do sinal PWM aplicado ao transistor (S_3) e a tensão na armadura do motor (U_a).

Na Figura 5.12 a Figura 5.14 são visíveis as seguintes formas de onda:

A verde (C2) – Corrente da armadura do motor (I_a)

A magenta (C3) – Tensão na armadura do motor (U_a)

A azul (C4) – Sinal PWM aplicado ao transistor (S_3)



Figura 5.12 – Conversor nº2 – Ensaio Laboratorial – Controlo tensão, 1.

Observa-se na Figura 5.12 que no instante em que são registadas as formas de onda o fator de ciclo do sinal PWM aplicado ao transistor S_3 é de 7,5 % o implicando uma tensão na armadura do motor (U_a) de 1,65 V.

Observa-se na Figura 5.13 o quarto registo efetuado:



Figura 5.13 – Conversor nº2 – Ensaio Laboratorial – Controlo tensão, 2.

Observa-se na Figura 5.13 que 10 segundos após o registo das anteriores formas de onda o fator de ciclo do sinal PWM aplicado ao transístor S_3 é de 71,3 % o implicando uma tensão na armadura do motor (U_a) de 15,79 V.

Observa-se na Figura 5.13 o sexto registo efetuado:



Figura 5.14 – Conversor nº2 – Ensaio Laboratorial – Controlo tensão, 3.

Observa-se na Figura 5.13 que 10 segundos após o registo das anteriores formas de onda, o fator de ciclo do sinal PWM aplicado ao transístor S_3 é de 71,3 % o implicando uma tensão na armadura do motor (U_a) de 15,79 V.

Na Tabela 5.9 são sintetizados os dados do ensaio laboratorial:

Tempo [s]	δ [%]	U_a [V]	I_a [A]
0	7,5	1,65	2,15
7	31,6	7,00	3,69
12	51,5	11,42	4,49
18	71,3	15,80	4,76
22	88,4	19,45	5,43
28	98,7	21,57	5,63

Tabela 5.9 – Conversor nº2 – Controlo Tensão – Ensaio Laboratorial.

Observa-se na Tabela 5.9 que o fator de ciclo do sinal PWM é incrementado paulatinamente. O limite de corrente da armadura do motor é de 8 A, verifica-se que este limite não é ultrapassado o que implica que o controlo de corrente não atue na definição do fator de ciclo, assim a tensão na armadura do motor é progressivamente incrementada pelo controlo de tensão. O resultado laboratorial obtido é coerente com a simulação.

5.1.3.4. Conversor nº2 - Controlo de Corrente.

Na Figura 5.15 a Figura 5.17 são visíveis as formas de onda retiradas numa simulação para demonstrar a operação do controlo de corrente exposto no capítulo 4.5.2 e simulado no capítulo 4.6.2.4.

O limite de controlo de corrente na armadura do motor é definido para 8 A. O motor da trotineta encontra-se acoplado por uma correia de transmissão ao motor auxiliar. O motor auxiliar é acionado pelo motor da trotineta funcionado como gerador. Aos terminais do gerador encontra-se ligado um reóstato de carga. A redução do valor do reóstato implica um aumento de carga no gerador e conseqüentemente um aumento da carga mecânica aplicada ao motor da trotineta. O motor da trotineta é colocado em funcionamento e o reóstato ligado ao gerador regulado até que a corrente da armadura do motor da trotineta atinja os 8 A.

São registadas as formas de onda apresentadas na Figura 5.15.

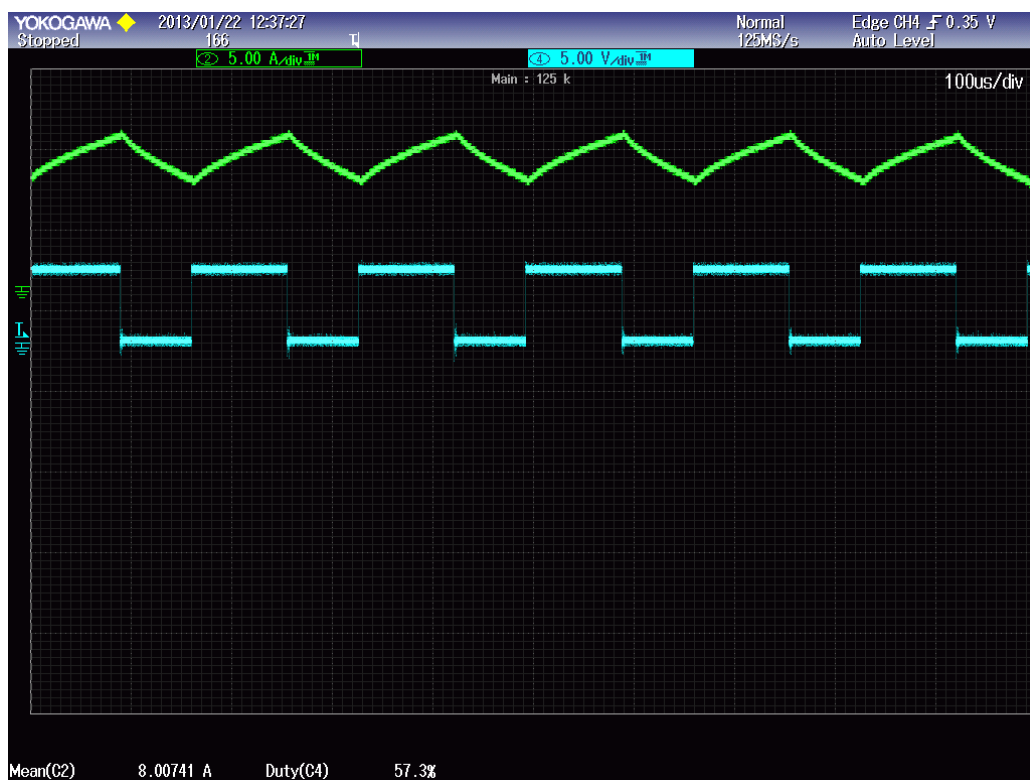


Figura 5.15 – Conversor nº2 – Ensaio Laboratorial – Controlo Corrente, 1.

Na Figura 5.15, são visíveis as seguintes formas de onda:

- A verde (C2) – Corrente da armadura do motor (I_a)
- A azul (C4) – Sinal PWM aplicado ao transístor (S_3)

Observa-se na Figura 5.15 que a corrente na armadura do motor tem um valor médio de 8 A e que o fator de ciclo do transístor S_3 é 57,3%.

Recorrendo ao procedimento anteriormente referido, é incrementada a carga mecânica aplicada ao motor da trotineta e registadas as formas de onda apresentadas na Figura 5.16.



Figura 5.16 – Conversor nº2 – Ensaio Laboratorial – Controlo Corrente, 2.

Observa-se na Figura 5.16, a branco as formas de onda do registo anterior e a cores as formas de onda do registo atual. Verifica-se que apesar do incremento da carga mecânica a corrente da armadura do motor se mantém próxima dos 8 A, o controlo de corrente atuou reduzindo o fator de ciclo para 47,6%.

Recorrendo ao procedimento anteriormente referido, é incrementada a carga mecânica aplicada ao motor da trotineta e registadas as formas de onda apresentadas na Figura 5.17.

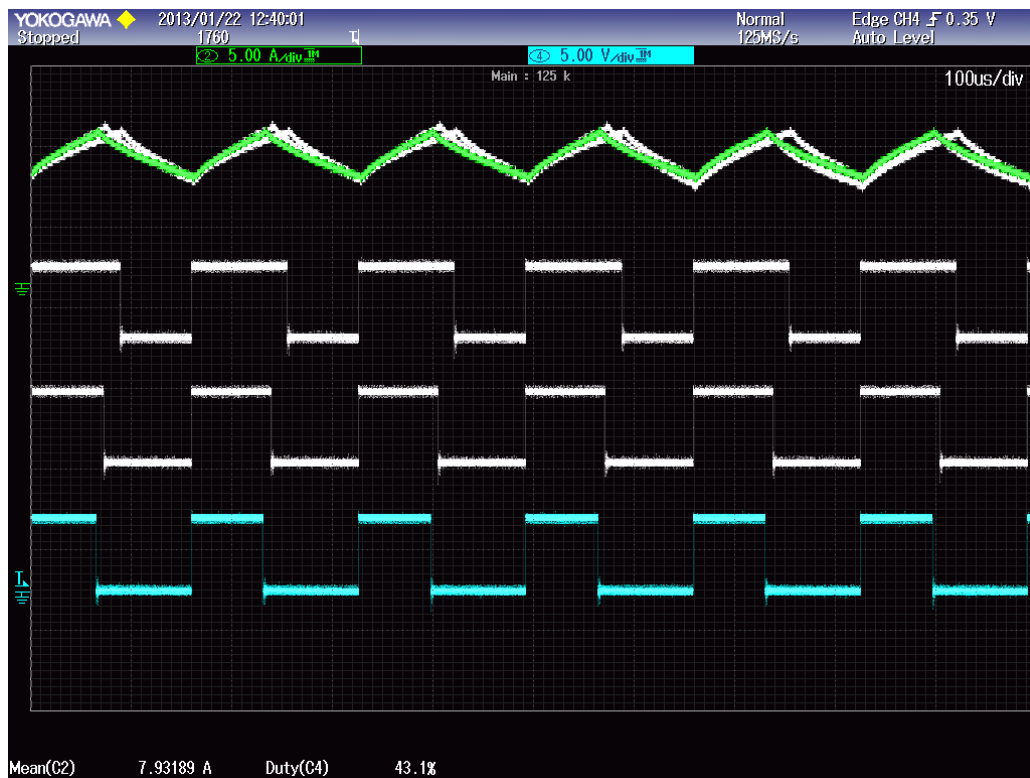


Figura 5.17 – Conversor nº2 – Ensaio Laboratorial – Controlo Corrente, 3.

Observa-se na Figura 5.17, a branco as formas de onda dos registos anteriores e a cores as formas de onda do registo atual. Verifica-se que apesar do incremento da carga mecânica a corrente da armadura do motor se mantém próxima dos 8 A, o controlo de corrente atuou reduzindo o fator de ciclo para 43,1%.

Conclui-se que o sucessivo incremento da carga mecânica aplicada ao motor não implica um aumento na corrente da armadura do motor, o sistema de controlo em cadeia fechada mantém o funcionamento estável do motor com uma corrente próxima do valor limite definido.

O comportamento do sistema de controlo observado é coerente com a simulação.

Capítulo 6 – Conclusões

6.1. Considerações Finais

O sistema proposto demonstra a utilização de um sistema de armazenamento híbrido de energia num micro veículo elétrico. O sistema dota o micro veículo com um sistema de gestão da energia armazenada e de funções tais como recuperação de energia. A energia recuperada através do motor durante as travagens é transferida para as baterias, caso as baterias se encontrarem a um nível de tensão que impossibilite o armazenamento da energia recuperada o sistema de gestão direciona energia para os ultracondensadores. O sistema proposto dota ainda a trotineta com um sistema de arranque progressivo e controlo de corrente do motor.

Nos ensaios laboratoriais efetuados foi possível verificar que o conversor nº1 (*Buck-Boost*) implementado é adequado à transferência bidirecional de energia entre as baterias e os ultracondensadores. Nos ensaios laboratoriais observou-se um rendimento médio de 72% na operação *Boost* e um rendimento médio de 52% na operação *Buck*.

Os rendimentos obtidos poderão ser aumentados recorrendo a um dimensionamento otimizado dos circuitos *snubber* e à eventual seleção de transístores com perdas mais reduzidas. Após a eventual implementação do sistema numa trotineta e a consequente recolha de dados de funcionamento em contexto de condução do micro veículo, poderá ser seguida uma estratégia adicional de melhoramento global do sistema que passa pelo ajuste automático dos níveis limite de corrente durante a recuperação de energia em função da tensão nos ultracondensadores. A recuperação de energia para os ultracondensadores com recurso a correntes menores no motor durante as travagens possibilita que o sistema de controlo ajuste o fator de ciclo da operação *Buck* para a obtenção de correntes de entrada de valor igual à corrente recuperada pelo conversor nº2. Correntes menores na entrada do conversor nº1 durante a operação *Buck* implicam menores correntes na saída do conversor e consequentemente menores perdas de operação. A redução das correntes durante a travagem do motor implica tempos maiores de paragem que poderão levar à necessidade do operador atuar o travão mecânico, os ajustes dos limites e melhoramento desta estratégia implica a necessidade de testes em contexto de condução do veículo.

6.2. Contribuições Originais

O presente trabalho tem como contribuições originais a aplicação de um sistema híbrido de armazenamento de energia composto baterias / ultracondensadores a uma trotineta elétrica. A aplicação de um sistema híbrido num micro veículo em que a tensão máxima nos ultracondensadores é de aproximadamente metade da tensão das baterias e o método de controlo de tensão / corrente no conversor nº2.

6.3. Perspectivas de Desenvolvimento Futuro

Poderão servir de ponto de partida para a melhoria do sistema proposto nesta tese:

- Implementação de funções ao nível do software de controlo que permitam dois modos de condução do veículo; modo normal e modo económico.
- Um sistema de interface com o utilizador com base num dispositivo móvel (por exemplo um *Smartphone*), que permita a visualização de dados de funcionamento tais como a autonomia prevista, e seleção de modo de condução.
- Implementação de um sistema de carregamento das baterias a bordo da trotineta, possibilitado o carregamento da trotineta em locais onde existe disponível uma rede de tensão alternada.
- Otimização a nível de dimensões/peso e custo do protótipo utilizado experimentalmente para implementação numa trotineta elétrica de aplicação comercial.

Referências Bibliográficas

- [1] [Http://www.recharge-power.com/About/History](http://www.recharge-power.com/About/History), “*The History of the Electric Vehicle*”, 12/09/2012 – 22:38h.
- [2] [Http://www.ieee.org/organizations/pes/public/2004/may/peshistory.html](http://www.ieee.org/organizations/pes/public/2004/may/peshistory.html), “*Electric Vehicles In The Early Years Of The Automobile*”, 12/09/2012 – 22:59h.
- [3] James Larminie, John Lowry, “*Electric Vehicle Technology Explained*”, John Wiley & Sons, Ltd, 2003.
- [4] [Http://www.ieeeahn.org/wiki/index.php/Electric_and_Hybrid_Vehicles](http://www.ieeeahn.org/wiki/index.php/Electric_and_Hybrid_Vehicles), “*Electric and Hybrid Vehicles*”, 12/09/2012 – 23:30.
- [5] <http://www.wheels.ca/feature/an-electric-car-timeline>, “*An electric car timeline*”, 12/09/2012 – 23:26.
- [6] [Http://electricvehiclesnews.com/Motorcycles/main.htm](http://electricvehiclesnews.com/Motorcycles/main.htm), “*Electric Motorcycles and Scooters*”, 12/09/2012 – 23:31.
- [7] [Http://en.wikipedia.org/wiki/Autoped](http://en.wikipedia.org/wiki/Autoped), 12/09/2012 – 23:43.
- [8] [Http://www.goped.com](http://www.goped.com), 12/09/2012 – 23:45.
- [9] Manuel Guerreiro, “*Máquinas de corrente contínua*”, Escola Superior de Tecnologia de Setúbal, 2003.
- [10] [Http://www.nmbtc.com/brushless-dc-motors/brushless-dc-motors.html](http://www.nmbtc.com/brushless-dc-motors/brushless-dc-motors.html), “*History of Brushless DC Motors*”, 16/09/2012 – 16:30h.
- [11] Hamid A. Toliyat, Tilak Gopalarathnam, “*AC Machines Controlled as DC Machines (Brushless DC Machines/Electronics)*”. Texas A&M University.
- [12] Padmaraja Yedamale, “*Brushless DC (BLDC) Motor Fundamentals*”, Microchip, AN885.
- [13] Gil Marques, “*Capítulo 2 – Máquinas Síncronas*”, 2001.
- [14] Carlos Ferreira, “*Máquina síncrona*”, Instituto Politécnico de Tomar.
- [15] ESTG-IPL, Máquinas Eléctricas, “*Máquinas Síncronas*”, 2000/2001.
- [16] Universidade de Oviedo, “*Tema VIII: A máquina síncrona*”, Adaptação para português: M.G. – ESTSetúbal 2008.
- [17] [Http://www.ti.com/ww/en/motor_drive_and_control_solutions/motor_control_type_permanent_magnet_PMSM.htm](http://www.ti.com/ww/en/motor_drive_and_control_solutions/motor_control_type_permanent_magnet_PMSM.htm), “*Motor Control - Permanent Magnet Synchronous Motors (PMSM)*”, 16/09/2012 – 22:06h.

- [18] Dr. Narayan Kar, University of Windsor, “*Permanent Magnet Synchronous Motors*”, LEC PMSM Dec 02, 2009.
- [19] Iqbal Husain, “*Electric and Hybrid Vehicles, Design Fundamentals*”, CRC Press, 2003.
- [20] Manuel Guerreiro, Escola Superior de Tecnologia de Setúbal, “*Máquinas Trifásicas de Indução*”, 2004/2005.
- [21] [Http://www.windsun.com/Batteries/Battery_FAQ.htm](http://www.windsun.com/Batteries/Battery_FAQ.htm), 26/08/2012 – 00:37h.
- [22] [Http://batteryuniversity.com/learn/article/lead_based_batteries](http://batteryuniversity.com/learn/article/lead_based_batteries), 26/08/2012 – 01:00h.
- [23] T. R. Crompton, “*Battery Reference Book, Third edition*”, Newnes, 2000.
- [24] D.A. J. Rand, P. T. Mosely, J. Garche, C. D. Parker, “*Valve-regulated Lead-Acid Batteries*”, Elsevier B.V., 2004.
- [25] [Http://www.mpoweruk.com](http://www.mpoweruk.com), 26/08/2012 – 15:40h.
- [26] [Http://www.ridelust.com/](http://www.ridelust.com/), 26/08/2012 – 18:00h.
- [27] Olivier Tremblay, Louis A. Dessaint, Abdel-Liah Dekkiche, “*A Generic Battery Model for the Dynamic Simulation of Hybrid Electric vehicles*”, IEEE, 2007.
- [28] Mehrdad Ehsani, Yimin Gao, Ali Emandi, “*Modern Electric hybrid, Hybrid Electric and Fuel Cell Vehicles, Fundamentals, Theory, and Design, Second Edition*”, CRC Press, 2010.
- [29] N. Rizoug, G. Feld, B. Barbedette, R. Sadoun, “*Association of batteries and supercapacitors to supply a micro-hybrid vehicle*”, IEEE, 2009.
- [30] Chris Mi, M. abul Masrur and David Wenzhong Gao, “*Hybrid Electric Vehicles Principles and Applications with Practical Perspectives*”, Wiley, 2011.
- [31] Jim Banas & Maria Peterson, JM Energy, NCCAUS “*Technology for Clean Energy*”, Fevereiro de 2012.
- [32] S.M. Lambert, V. Pickert, J. Holden, C He, W Li, “*Comparison of Supercapacitor and Lithium-Ion Capacitor Technologies for Power Electronics Applications*”, IEEE.
- [33] Alireza Khaligh, Zhihao Li, “*Battery, Ultracapacitor, Fuel Cell, and Hybrid Energy Storage Systems for Electric, Hybrid Electric, Fuel Cell, and Plug-In Hybrid Electric Vehicles: State of the Art*”, IEEE Transactions on vehicular technology, vol. 59.NO.6, July 2010.
- [34] [Http://dirtracktoys.com/scooters](http://dirtracktoys.com/scooters), 12/09/2012 – 23:47.
- [35] H. T. Yap, N. Schofield, C. M. Bingham, “*Hybrid Energy/Power Sources for Electric Vehicle Traction Systems*”, The Institution of Electrical Engineers, 2004.
- [36] S. Pay, Y. Bahzouz, “*Effectiveness of Battery-Supercapacitor Combination in Electric Vehicles*”, IEEE Bologna PowerTech Conference, June 23-26, 2003.

- [37] Jian Cao, Ali Emadi, "A New Battery/Ultracapacitor Hybrid Energy Storage System for Electric, Hybrid, and Plug-In Hybrid Electric Vehicles", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 27, NO. 1, 1 January 2012.
- [38] Quing Xie, Yanzhi Wang, Massoud Pedram, Younghyun Kim, Donghwa Shin, Naehyuck Chang, "Charge Replacement in Hybrid Electrical Energy Storage Systems", IEEE 2012.
- [39] Yanzhi Wang, Massoud Pedram, Younghyun Kim, Naehyuck Chang, "Hybrid Electrical Energy Storage Systems", ISLPED'10, August 18–20, 2010, Austin, Texas, USA.
- [40] Muhammad H. Rashid, "Eletrônica de Potência, Circuitos, Dispositivos e Aplicações", Makron Books Ltda, 1999.
- [41] Juan W. Dixon, Micah E. Ortúzar and Eduardo Wiechmann, "Regenerative Braking for an Electric Vehicle Using Ultracapacitors and a Buck – Boost Converter", Department of Electrical Engineering, Catholic University of Chile.
- [42] Juan W. Dixon & Micah E. Ortúzar, "Ultracapacitors + DC-DC Converters in Regenerative Braking System", IEEE AESS Systems Magazine, August 2002.
- [43] M. Y. Ayad, M. Becherif, A. Aboubou and M. Wack, "Electrical Vehicle Hybridized by Supercapacitors", 1010 IEEE International Energy Conference.
- [44] Mamadou Baïlo Camara, Hamid Gualous, Frederic Gustin and Alain Berthon, "Design and New control of DC/DC Converters to Share Energy Between Supercapacitors and Batteries in Hybrid Vehicles", IEEE Transactions on vehicular technology, vol. 57.NO.5, September 2008.
- [45] Vitor Pires, "Eletrônica de Potência, Conversores CC/CC", Escola Superior de Tecnologia de Setúbal, 2007.
- [46] T. R. Crompton, "Battery Reference Book, Third Edition", Newnes, 2000.
- [47] D. A. J. Rand, P. T. Moseley, J. Garche, C. D. Parker, "Valve-regulated Lead – Acid Batteries", Elsevier, 2004.
- [48] Cheung T. K., Cheng K. W. E., Chan H. L., Ho Y. L., Chung H. S., Tai K. P, "Maintenance techniques for rechargeable battery using pulse charging", 2nd International Conference on Power Electronics Systems and Applications, 2006.
- [49] Yimin Gao, Liang Chu, Mehrdad ehsani, "Design and Control Principles of Hybrid Braking System for EV, HEV and FCV", IEEE.
- [50] FIAMM Sealed Power S.p.A, "FGC-Series cyclic use range", [Http://www.fiamm.com](http://www.fiamm.com)
- [51] Documento number: 1015370.2, "Datasheet K2 Series Ultracapacitors", [Http://www.maxwell.com](http://www.maxwell.com)

- [52] Amir Hossein Eghbali, Behzad Asaei, *"Effects of Using Ultracapacitors on Acceleration and Regenerative Braking Performances in Hybrid Electric Vehicle"*, IEEE 2010.
- [53] Robert W. Erickson, Dragan Maksimovic, *"Fundamentals of Power Electronics, Second Edition"*, University of Colorado, Boulder.

ANEXO A

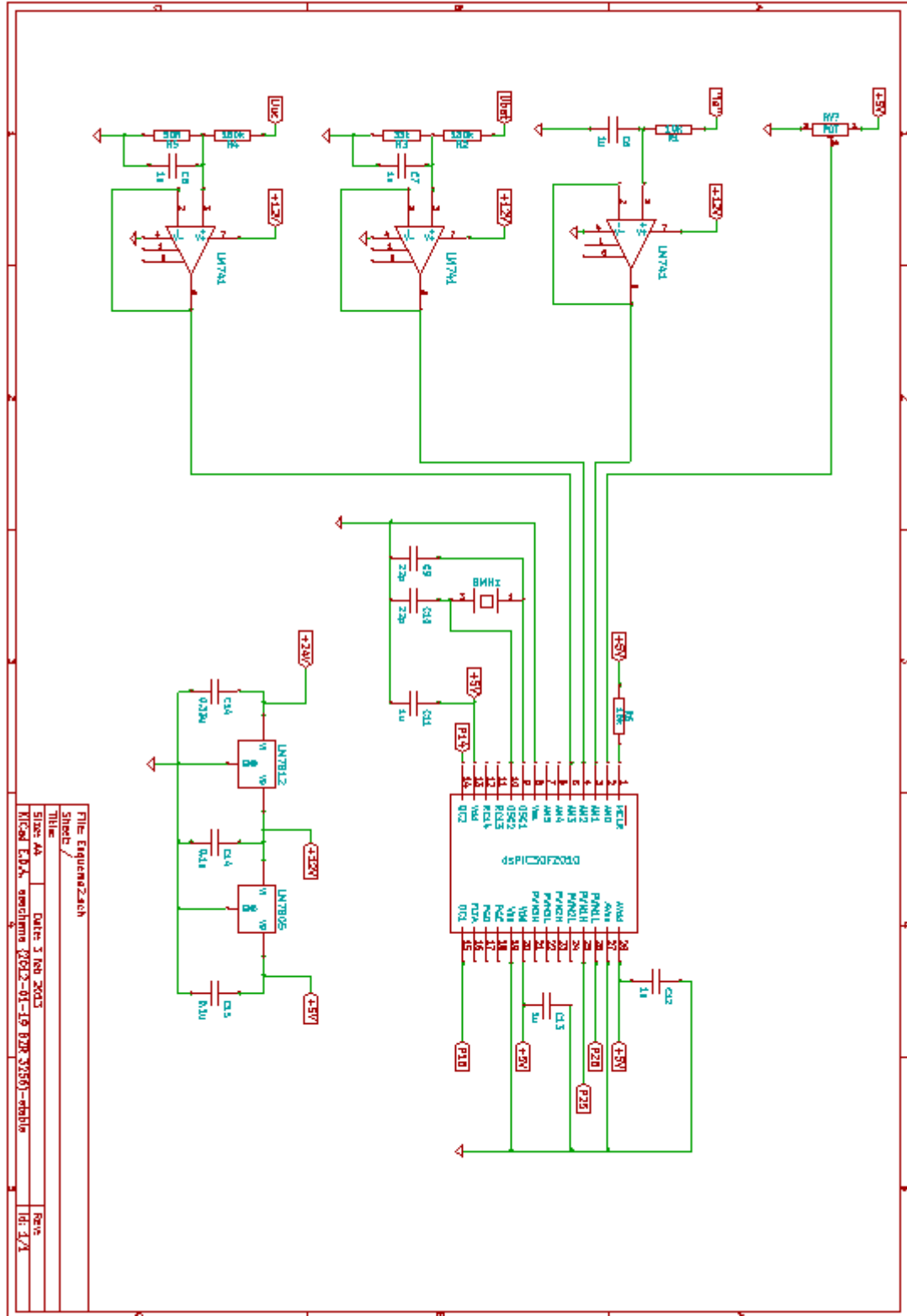


Figura A-1– Esquema1- Aquisição Sinais e dsPIC.

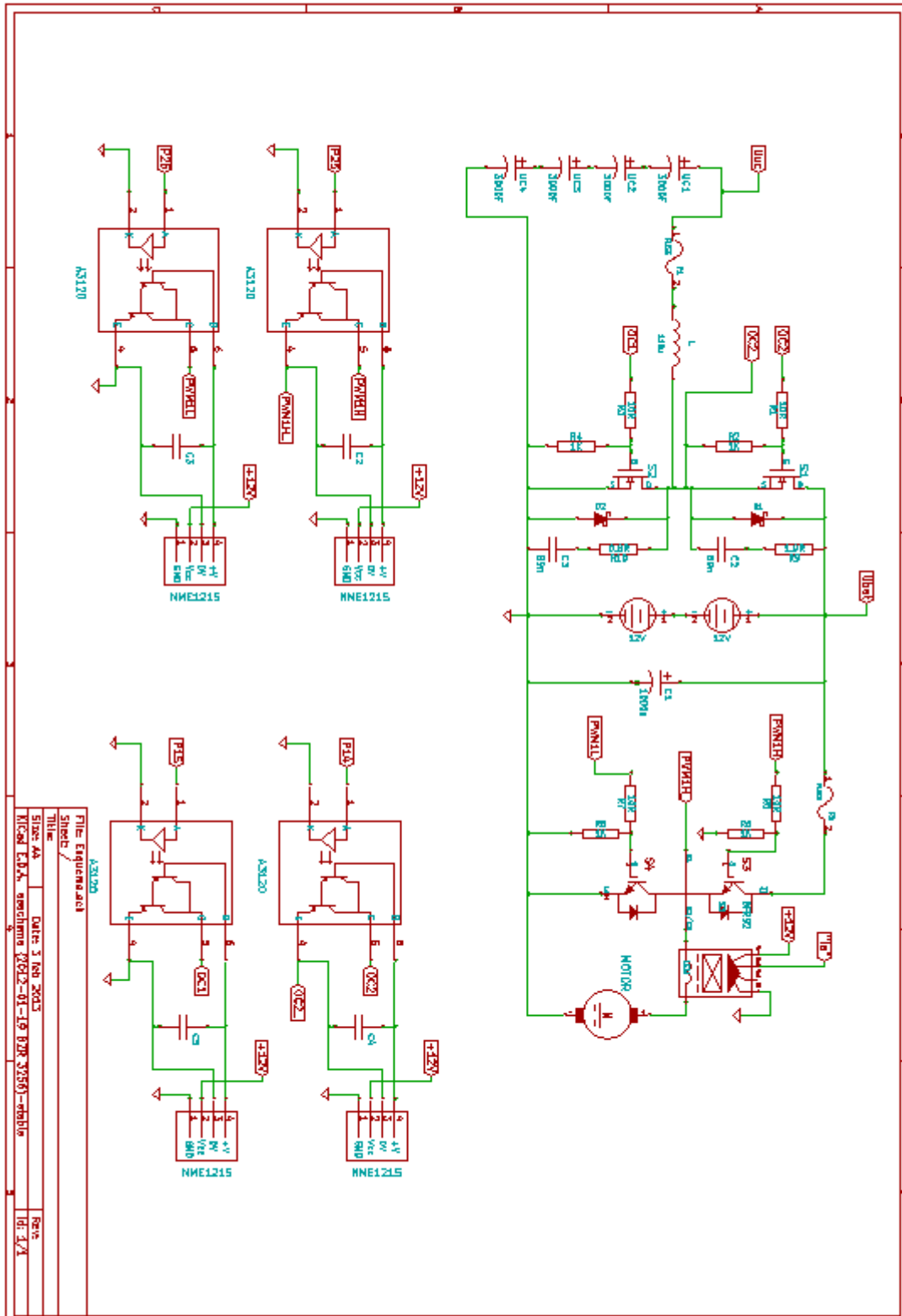


Figura A-2– Esquema 2- Circuitos *Driver* e Estrutura de Potência.

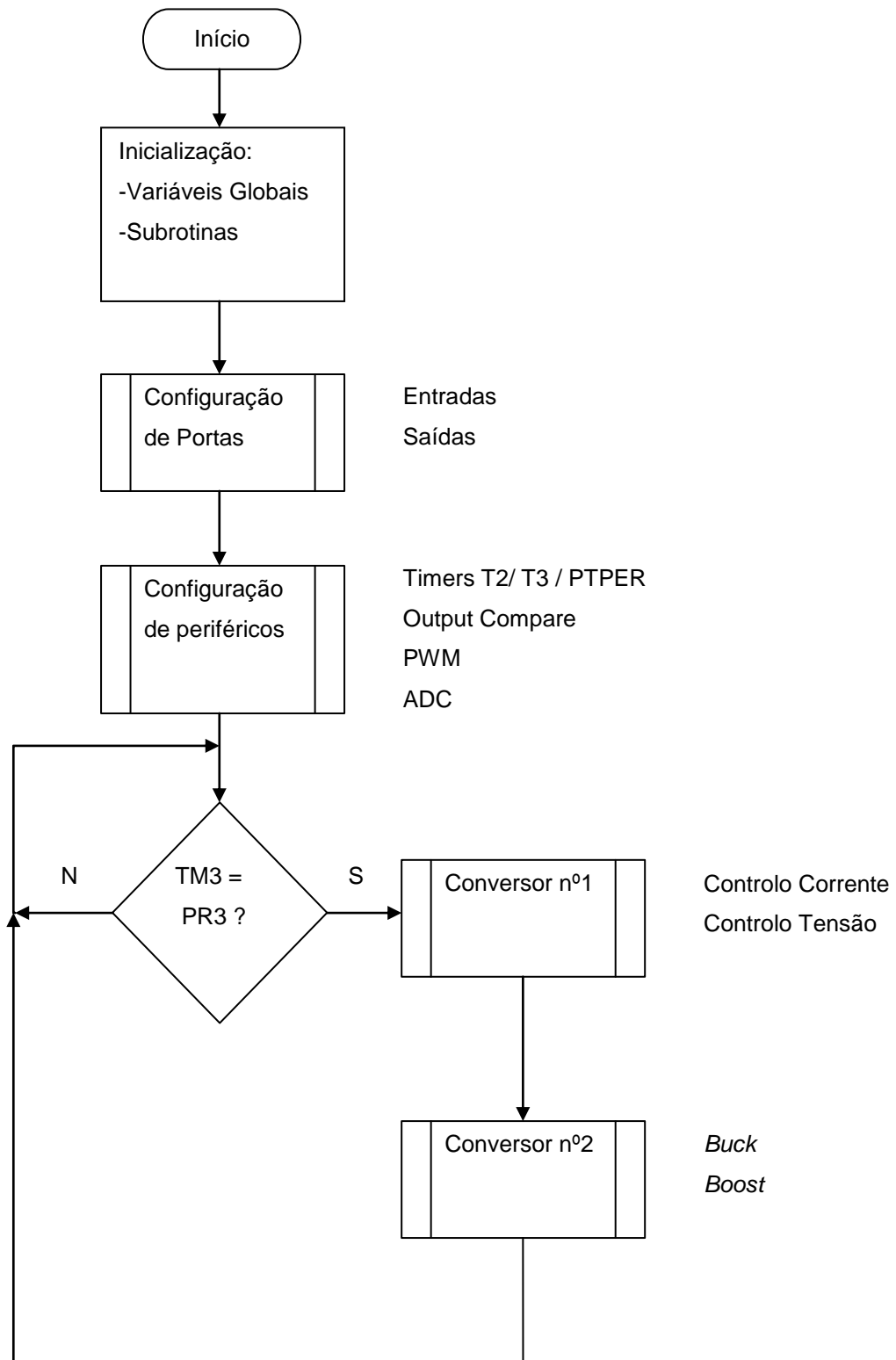


Figura A-3– Fluxograma do Código no dsPIC30F2010.

ANEXO B



Figura B-1 – Protótipo – Bancada de Ensaio Laboratoriais.

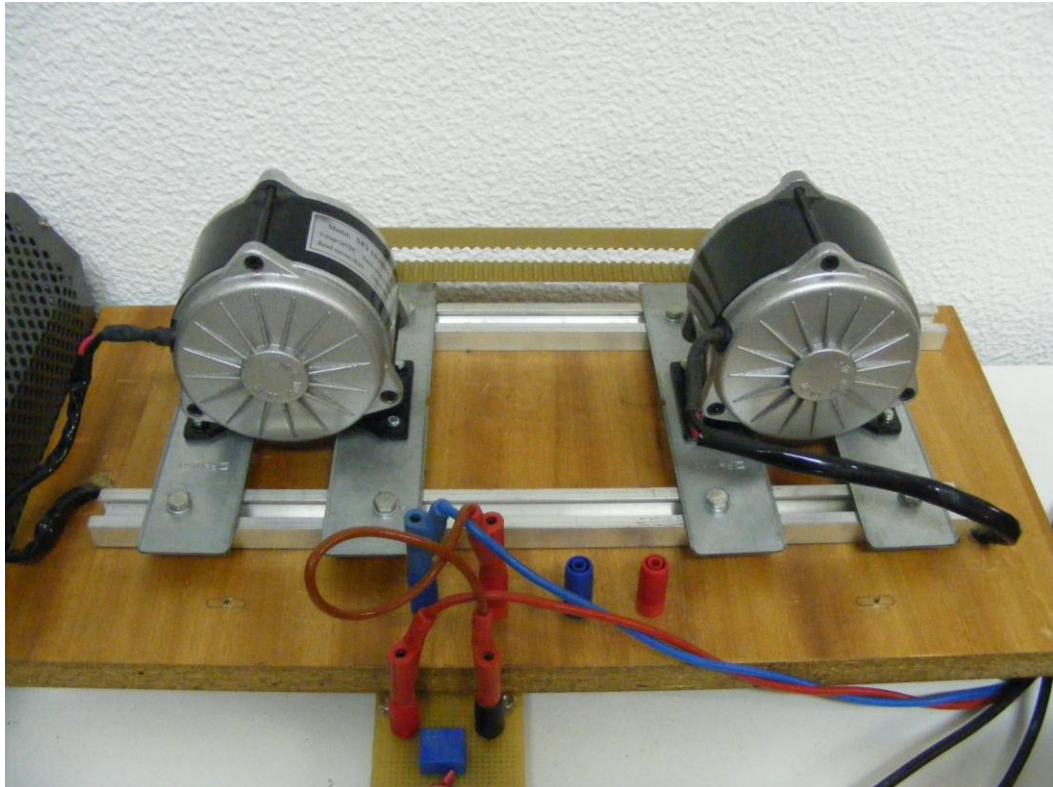


Figura B-2 – Protótipo – Acionamento.



Figura B-3 – Protótipo – Ultracondensadores.

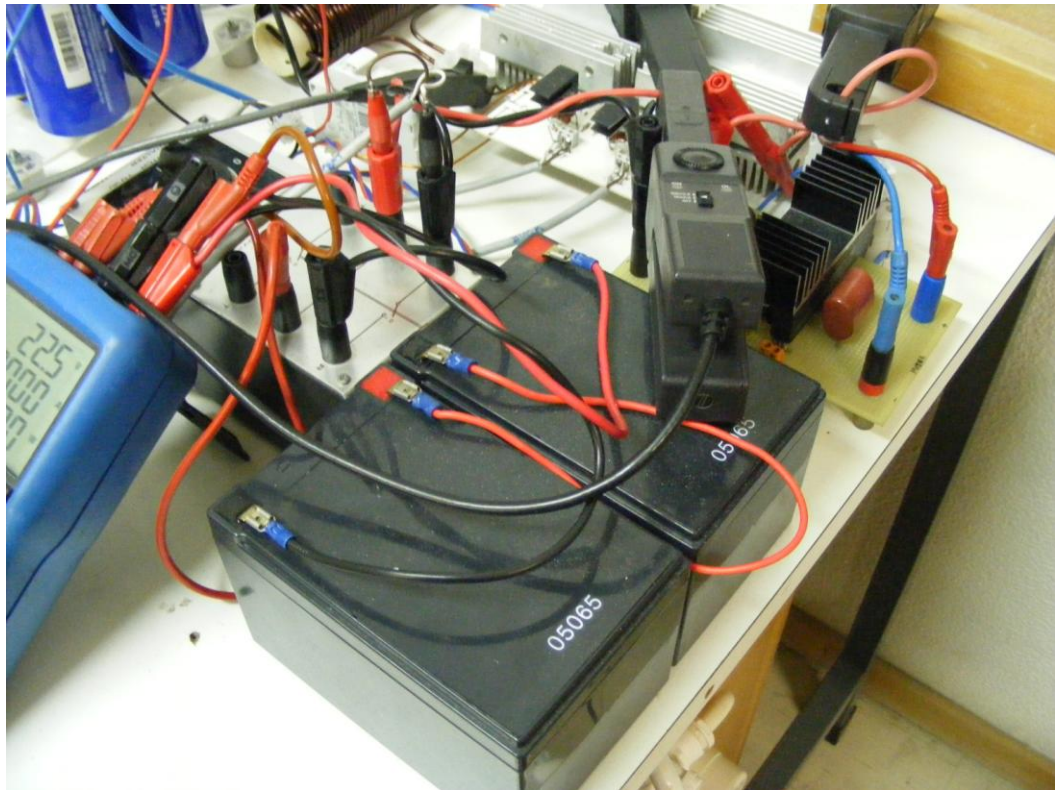


Figura B-4 – Protótipo – Baterias

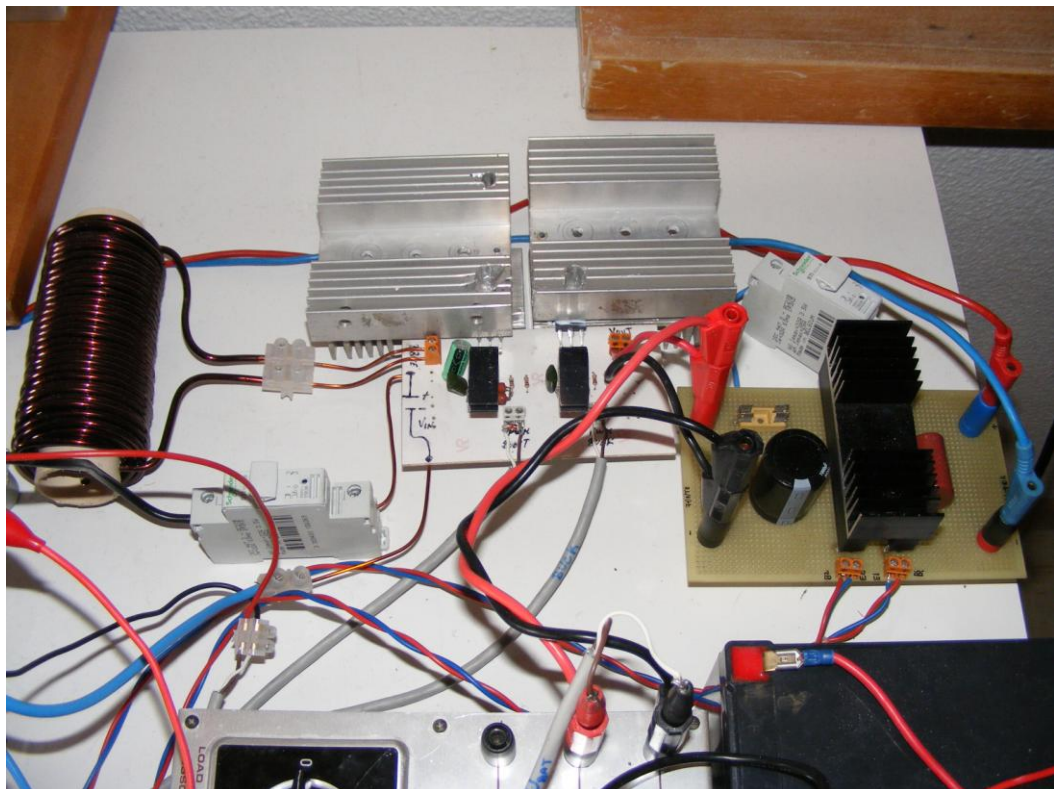


Figura B-5 – Protótipo – Conversor nº1 e Conversor nº2.

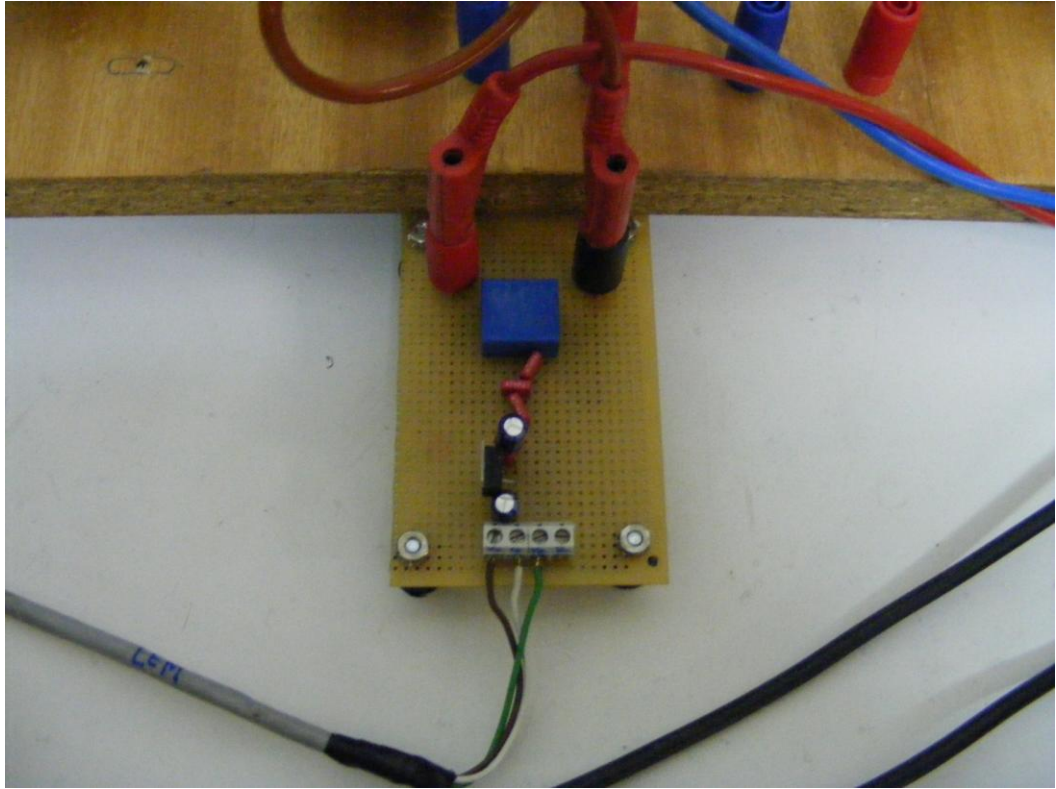


Figura B-6 – Protótipo – Transdutor de Corrente.

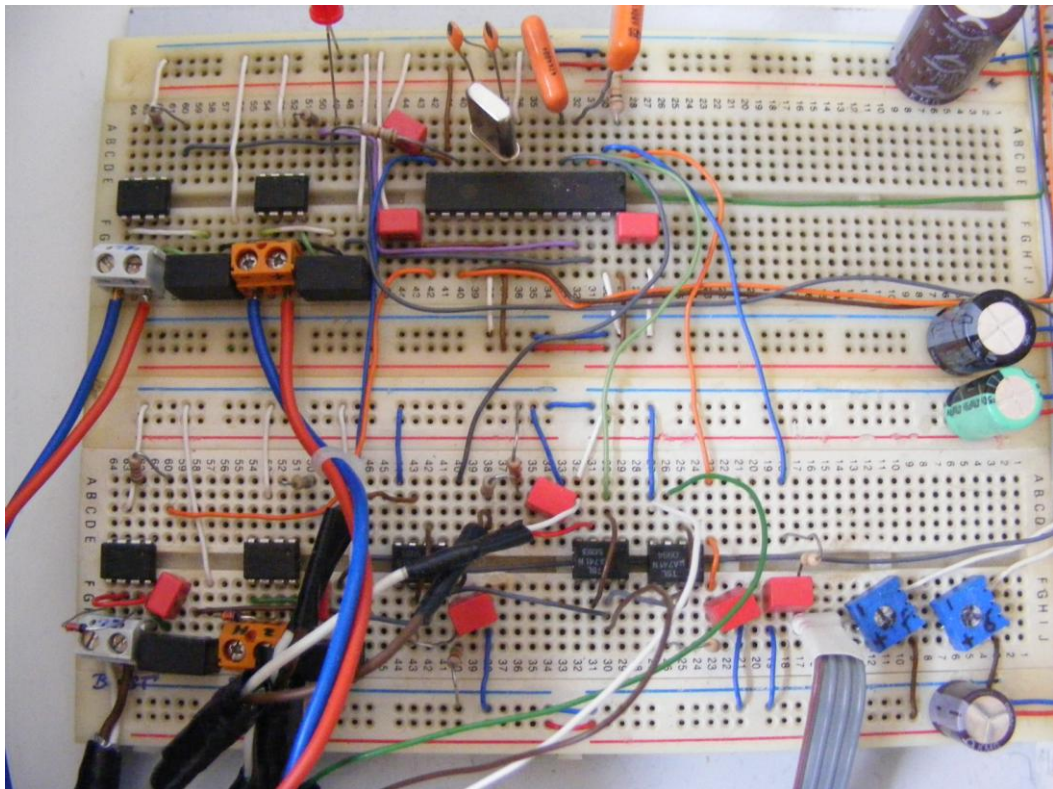


Figura B-7 – Protótipo – Circuitos de Controlo e Comando