



## **Sistema de Armazenamento de Energia Produzida na Travagem de um Comboio**

**JOSÉ MANUEL DAMIL VICENTE**

novembro de 2022

POLITÉCNICO DO PORTO  
INSTITUTO SUPERIOR DE ENGENHARIA DO PORTO

---

# **Sistema de Armazenamento de Energia Produzida na Travagem de um Comboio**

---

**José Manuel Damil Vicente**

Mestrado em Engenharia Electrotécnica  
Sistemas Eléctricos de Energia



DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELETROTÉCNICA  
Instituto Superior de Engenharia do Porto

Novembro, 2022



*Esta dissertação satisfaz, parcialmente, os requisitos que constam da Ficha de Unidade Curricular de Dissertação/Estágio, do 2º ano, do Mestrado em Engenharia Electrotécnica, Sistemas Eléctricos de Energia.*

**Candidato:** José Manuel Damil Vicente, N° 1170398, 1170398@isep.ipp.pt

**Orientação Científica:** Rui Miguel Monteiro de Brito, rmb@isep.ipp.pt

**Coorientação Científica:** Agostinho Manuel Afonso da Rocha, agostinho@fe.up.pt



DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELETROTÉCNICA  
Instituto Superior de Engenharia do Porto  
Rua Dr. António Bernardino de Almeida, 431, 4200-072 Porto

Novembro, 2022



*Aos meus pais que me criaram e aos que me educaram...*



# Agradecimentos

Em primeiro lugar agradecer ao Professor Doutor Adriano da Silva Carvalho pela oportunidade de realizar esta dissertação no Instituto de Sistema e Robótica e pelo apoio e estímulo sempre prestados.

Ao Professor Doutor Rui Miguel de Monteiro Brito e ao Professor Doutor Agostinho Rocha pela ajuda indispensável, orientação e revisão que se constituíram fundamentais na prossecução dos objetivos.

Aos meus colegas de curso e amigos com os quais partilhei momentos de trabalho e diversão ao longo dos últimos 5 anos.

À Jéssica pelo apoio e paciência.

Aos meus pais e ao meu irmão Carlos pois certamente sem o seu esforço e trabalho jamais teria a possibilidade de ingressar no ensino superior.

José Manuel Damil Vicente



# Resumo

O transporte ferroviário de alta velocidade é o meio de transporte mais eficiente e amigo do ambiente. Num momento em que a economia energética é um assunto central na sociedade é relevante encontrar soluções para melhorar a eficiência deste transporte, tendo em vista as poupanças económicas e ambientais que se pretendem prosseguir. Há vários anos que a utilização de sistemas adicionais, que permitam aumentar a eficiência dos transportes ferroviários, tem vindo a ser discutida, mas, até agora, a implementação destes sistemas ainda é bastante baixa. A travagem regenerativa é um desses sistemas que rentabiliza a energia que seria dissipada sob a forma de calor. Apesar deste sistema estar implementado na ferrovia o seu funcionamento implica que a energia regenerada seja injetada na catenária para ser utilizada, por exemplo, por outro comboio que circule no mesmo troço e que esteja em regime de aceleração ou injetada na rede sem retorno económico caso não seja possível rentabilizar essa energia por outra composição. Esta dissertação propõe a inclusão de um sistema de armazenamento de energia a bordo do comboio, que seja capaz de armazenar a energia gerada a partir da funcionalidade de travagem regenerativa disponível no comboio. Essa energia será posteriormente utilizada nos períodos de maior esforço de aceleração do comboio reduzindo assim a energia solicitada à rede. A redução da energia solicitada à rede, bem como a injetada na rede promove o chamado *peak shaving*. Após o desenvolvimento de uma simulação representativa do funcionamento do sistema de armazenamento, foi desenvolvido um protótipo laboratorial que é o foco desta dissertação.

**Palavras-Chave:** Eficiência Energética na Ferrovia, Sistemas de Armazenamento a Bordo, Travagem Regenerativa com Armazenamento, Armazenamento com Supercondensadores.



# Abstract

High-speed railway transport is the most efficient and environmental-friendly form of transportation. At a time when energy saving is a central issue in society, it is important to find solutions to improve the efficiency of this transport in view of the economic and environmental savings that can be achieved. For several years the use of additional systems to increase the efficiency of railway transport has been discussed, but so far the implementation of these systems is still quite minimal. Regenerative braking is one of the systems that allows part of the energy that would normally be dissipated as heat to be recovered. Although this system is implemented on the railway, its operation implies the regenerated energy is injected into the overhead contact line as to be used, for instance, by another train running on the same section or injected into the grid with no economic return. This dissertation proposes the inclusion of an energy storage system on board of the train, which is capable of storing the energy generated from its available electrical braking functionality. This stored energy will be used in the periods of greatest acceleration effort of the train, thus achieving peak shaving. After the development of a representative simulation of the energy storage system operation, a laboratory prototype was developed, which is the focus of this dissertation.

**Keywords:** Energy Efficiency in Railway, Onboard Storage Systems, Regenerative Braking with Storage, Storage with Supercapacitors.



# Índice

<b>Lista de Figuras</b>	<b>ix</b>
<b>Lista de Tabelas</b>	<b>xiii</b>
<b>Listagens</b>	<b>xv</b>
<b>Lista de Acrónimos</b>	<b>xvii</b>
<b>Lista de Símbolos</b>	<b>xix</b>
<b>1 Introdução</b>	<b>1</b>
1.1 Contextualização . . . . .	1
1.2 Definição do Problema . . . . .	1
1.2.1 Objetivos . . . . .	2
1.2.2 Resultados esperados . . . . .	2
1.3 Organização da Dissertação . . . . .	3
<b>2 Estado da Arte</b>	<b>5</b>
2.1 Introdução . . . . .	5
2.2 Sistemas de Armazenamento na Ferrovia . . . . .	5
2.2.1 Travagem regenerativa . . . . .	5
2.2.2 Tecnologias . . . . .	6
2.2.2.1 Comparação entre as Tecnologias . . . . .	7
2.2.3 Local de Instalação . . . . .	9
2.3 Supercondensadores . . . . .	9
2.3.1 Tipos de Supercondensadores . . . . .	10
2.3.2 Tipos de EDLC . . . . .	11
2.3.3 Modelo Eletroquímico do EDLC . . . . .	11
2.3.4 Constituição Física do EDLC . . . . .	12
2.3.5 Modelo Elétrico do EDLC . . . . .	14
2.3.6 Energia armazenada . . . . .	15
2.3.7 Potência . . . . .	15
2.3.8 Densidade Energia vs Densidade de Potência . . . . .	15
2.3.9 Sistemas de Balanceamento de Supercondensadores . . . . .	16
2.4 Sistema Ferroviário Português . . . . .	18

2.4.1	Configuração das Subestações de Tração . . . . .	19
2.4.2	Constituição da <i>Microgrid</i> de um Comboio da Série 4000 . . . . .	21
2.5	Conversores CC/CC . . . . .	21
2.5.1	Topologias de Conversores CC/CC . . . . .	21
2.5.1.1	Elevador e Abaixador . . . . .	22
2.5.1.2	Abaixador e Elevador . . . . .	23
2.5.1.3	<i>Buck-Boost</i> . . . . .	23
2.5.1.4	<i>Interleaved</i> . . . . .	24
2.5.1.5	<i>Cascaded</i> . . . . .	24
2.5.2	Controlo de Carga e Descarga . . . . .	25
2.5.3	Transferência de Energia . . . . .	25
2.5.3.1	Modos de Condução . . . . .	26
2.5.3.2	Parâmetro $r$ . . . . .	27
2.6	Controlador PID . . . . .	27
2.7	Semicondutores . . . . .	28
2.7.1	Transístor Bipolar de Porta Isolada . . . . .	29
2.7.2	Circuito elétrico equivalente do IGBT . . . . .	30
2.7.3	Modelo Térmico Equivalente do IGBT . . . . .	31
2.7.3.1	Elementos do modelo térmico . . . . .	31
2.7.3.2	Modelo <i>Cauer</i> . . . . .	32
2.7.3.3	Modelo <i>Foster</i> . . . . .	33
2.8	Conclusão . . . . .	34
<b>3</b>	<b>Sistema de Armazenamento de Energia</b>	<b>35</b>
3.1	Sumário . . . . .	35
3.2	Comboio da Série 4000 . . . . .	35
3.3	Análise Dinâmica ao Comboio . . . . .	36
3.3.1	Perfil de Condução . . . . .	36
3.3.2	Forças . . . . .	37
3.3.3	Fase de Aceleração . . . . .	39
3.3.4	Fase de Travagem . . . . .	41
3.4	Dimensionamento do Banco de Supercondensadores . . . . .	43
3.5	Conclusão . . . . .	45
<b>4</b>	<b>Conversor Bidirecional Abaixador/Elevador</b>	<b>47</b>
4.1	Sumário . . . . .	47
4.2	Arquitetura do Sistema . . . . .	47
4.3	Topologia do Conversor . . . . .	48
4.4	Modos de Funcionamento do Conversor . . . . .	48
4.4.1	Modo de carregamento . . . . .	49
4.4.2	Modo de descarga . . . . .	51
4.5	Perdas no Conversor . . . . .	53

---

4.5.1	Perdas na Bobina . . . . .	53
4.5.2	Perdas nos Semicondutores . . . . .	54
4.5.2.1	Perdas no IGBT . . . . .	54
4.5.2.2	Perdas no Díodo . . . . .	56
4.6	Controlo . . . . .	58
4.7	Conclusão . . . . .	58
<b>5</b>	<b>Dimensionamento e Simulação do Funcionamento do Conversor</b>	<b>59</b>
5.1	Sumário . . . . .	59
5.2	Dimensionamento do Conversor . . . . .	59
5.2.1	Parâmetros do Conversor . . . . .	59
5.2.2	Bobina . . . . .	60
5.2.3	Semicondutores . . . . .	61
5.3	Simulação do Conversor em Tempo Contínuo . . . . .	61
5.3.1	Circuito de Simulação . . . . .	61
5.3.2	Modulação . . . . .	62
5.3.3	Método de Controlo 1 . . . . .	62
5.3.4	Resultados Método de Controlo 1 . . . . .	64
5.3.5	Método de Controlo 2 . . . . .	67
5.3.6	Resultados Método de Controlo 2 . . . . .	67
5.4	Simulação do Conversor em Tempo Discreto . . . . .	69
5.4.1	Circuito de Simulação . . . . .	69
5.4.2	Controlador Digital . . . . .	69
5.4.3	Resultados Método de Controlo 1 . . . . .	71
5.4.4	Resultados Método de Controlo 2 . . . . .	73
5.5	Simulação do Modelo Térmico . . . . .	73
5.5.1	Dissipador . . . . .	73
5.5.2	Circuito de Simulação . . . . .	76
5.5.3	Resultados . . . . .	78
5.6	Conclusão . . . . .	81
<b>6</b>	<b>Protótipo Laboratorial</b>	<b>83</b>
6.1	Sumário . . . . .	83
6.2	<i>Hardware</i> . . . . .	83
6.2.1	Microcontrolador . . . . .	83
6.2.2	Bobina . . . . .	84
6.2.3	Supercondensador . . . . .	84
6.2.4	Módulo de IGBT's . . . . .	84
6.2.5	Driver IGBT . . . . .	85
6.2.6	Circuito de Monitorização dos Semicondutores . . . . .	86
6.2.7	Sensor de Corrente . . . . .	88
6.2.8	Sensor de Tensão . . . . .	89

---

6.2.9	Fontes de Alimentação . . . . .	91
6.2.10	Placa Desenvolvida . . . . .	93
6.3	<i>Software</i> . . . . .	94
6.3.1	Monitorização do Conversor . . . . .	95
6.3.2	Aquisição e Filtragem dos Sinais . . . . .	95
6.3.3	Controlo . . . . .	96
6.3.4	Modulação PWM . . . . .	96
6.4	Testes e Resultados Experimentais . . . . .	97
6.4.1	Teste aos Supercondensadores . . . . .	97
6.4.2	Teste Comutação Driver . . . . .	98
6.4.3	Procedimento de Teste . . . . .	99
6.4.4	Resultados Modo de Carga . . . . .	99
6.4.5	Resultados Modo de Descarga . . . . .	100
6.5	Conclusão . . . . .	102
<b>7</b>	<b>Conclusões e Trabalho Futuro</b>	<b>103</b>
7.1	Satisfação dos Objetivos . . . . .	103
7.2	Trabalho Futuro . . . . .	104
	<b>Referências</b>	<b>105</b>
	<b>Anexo A Código Matlab-Dinâmica do Comboio</b>	<b>113</b>
A.1	Parâmetros . . . . .	113
A.2	Fase de Aceleração . . . . .	114
A.3	Fase de Desaceleração . . . . .	117
	<b>Anexo B Código C Controlador PI</b>	<b>121</b>
	<b>Anexo C Montagem</b>	<b>123</b>

# Lista de Figuras

1.1	Exemplo de um diagrama de carga de um comboio[2] . . . . .	2
2.1	Esquema de um Sistema de Armazenamento (SA) baseado na <i>flywheel</i> [4]. . . . .	6
2.2	Esquema Genérico de uma Bateria[6]. . . . .	6
2.3	Esquema de um SA baseado Ímanes Supercondutores[4]. . . . .	7
2.4	Gráfico Comparativo da Densidade de Potência vs Densidade de Energia para Diferentes Tecnologias[7]. . . . .	7
2.5	Local de Instalação do Sistema de Armazenamento[4]. . . . .	9
2.6	Formatos supercondensador EDLC[11][12]. . . . .	11
2.7	Modelos de (a) <i>Helmholtz</i> , (b) <i>Gouy-Chapman</i> , e (c) <i>Stern</i> [13]. . . . .	12
2.8	Estrutura do EDLC[15]. . . . .	13
2.9	Circuito equivalente clássico do supercondensador. . . . .	14
2.10	Circuito equivalente do ultracondensador. . . . .	14
2.11	Circuito equivalente apresentado em [18]. . . . .	15
2.12	Densidade de potência vs Densidade de energia de vários sistemas de armazenamento[21]. . . . .	16
2.13	Diferentes topologias de balanceamento de supercondensadores[17]. . . . .	17
2.14	Balanceamento passivo recorrendo a resistências comutadas em paralelo[17]. . . . .	18
2.15	Balanceamento ativo com conversor abaixador elevador[22]. . . . .	18
2.16	Configurações 1x25kV[23]. . . . .	19
2.17	Configurações 2x25kV[23]. . . . .	20
2.18	Esquema Unifilar Simplificado da Rede Elétrica do Comboio[24]. . . . .	21
2.19	Topologias Não Isoladas e Isoladas de Conversores Bidirecionais CC/CC[27]. . . . .	22
2.20	Conversor Bidirecional Elevador e Abaixador[3]. . . . .	23
2.21	Conversor Bidirecional Abaixador e Elevador[3]. . . . .	23
2.22	Conversor Bidirecional <i>Buck-Boost</i> adaptado de [28]. . . . .	24
2.23	Conversor Bidirecional <i>Interleaved</i> [29]. . . . .	24
2.24	Conversor Bidirecional <i>Cascaded</i> adaptado de[27]. . . . .	25
2.25	Modos de Condução. . . . .	26
2.26	Controlo em Malha Fechada. . . . .	28
2.27	Dispositivos Semicondutores[36]. . . . .	29
2.28	Espetro de Utilização do IGBT[38]. . . . .	30
2.29	Circuitos Equivalente do IGBT. . . . .	31
2.30	Consituição de um módulo de IGBT e Díodo[47]. . . . .	32

2.31	Modelo Cauer adaptado de[41]. . . . .	33
2.32	Modelo Foster adaptado de[41]. . . . .	33
3.1	Comboio da Série 4000 da CP[49]. . . . .	36
3.2	Perfil de Condução Entre Duas Estações[1]. . . . .	37
3.3	Forças de Tração( $F_T$ ) e Travagem( $F_B$ ) em Função da Velocidade. . . . .	39
3.4	Gráficos de velocidade e força de tração em função do tempo. . . . .	40
3.5	Gráfico da potência e energia mecânica consumidas no período de aceleração. . . . .	41
3.6	Gráficos de velocidade e força de travagem em função do tempo. . . . .	42
3.7	Gráfico da potência e energia mecânica no período de travagem. . . . .	43
3.8	Esquema da ligação dos supercondensadores . . . . .	45
4.1	Esquema do conversor bidirecional DC/DC. . . . .	48
4.2	Esquema do conversor bidirecional DC/DC em modo de carregamento no período $t_{on}$ . . . . .	49
4.3	Esquema do conversor bidirecional DC/DC em modo de carregamento no período $t_{off}$ . . . . .	50
4.4	Esquema do conversor bidirecional DC/DC em modo de descarga no período $t_{on}$ . . . . .	52
4.5	Esquema do conversor bidirecional DC/DC em modo de descarga no período $t_{off}$ . . . . .	53
4.6	Exemplo de Gráfico $I_C = f(V_{CE})$ [54]. . . . .	54
4.7	Gráfico da Corrente no Coletor para um ciclo $T$ . . . . .	55
4.8	Gráficos Perdas por Condução e Comutação do IGBT[56]. . . . .	55
4.9	Gráfico da Corrente no Díodo para um ciclo $T$ . . . . .	56
4.10	Gráficos Perdas por Comutação do Díodo[56]. . . . .	57
5.1	Esquema de Ligação dos Módulos. . . . .	61
5.2	Simulação: Circuito de Potência e Controlo. . . . .	62
5.3	Simulação: Circuito de Modulação <i>Pulse-Width Modulation</i> (PWM). . . . .	62
5.4	Simulação do Controlo do Conversor DC/DC. . . . .	63
5.5	Controladores de tensão. . . . .	64
5.6	Controladores de corrente. . . . .	65
5.7	Ciclo de carga e descarga completos. . . . .	66
5.8	Corrente de Carga e Tensão nos Supercondensadores. . . . .	66
5.9	Corrente de Descarga e Tensão nos Supercondensadores. . . . .	67
5.10	Controladores de Potência. . . . .	68
5.11	Gráficos da Potência no Barramento DC, Corrente na Bobina e Tensão dos Supercondensadores. . . . .	68
5.12	Circuito de Simulação em Tempo Discreto. . . . .	69
5.13	Discretização de um Sinal Analógico. . . . .	70
5.14	<i>Forward Euler Method</i> (à esquerda), <i>Backward Euler Method</i> (ao centro), Método de Tustin (à direita). . . . .	70
5.15	Ciclo de carga e descarga completos. . . . .	72
5.16	Regime Transitório. . . . .	72
5.17	Ciclo de Carga e Descarga Completos pelo Método 2. . . . .	73

---

5.18	Gráficos de características do IGBT do Módulo[57]. . . . .	74
5.19	Gráficos de características do Díodo do Módulo[57]. . . . .	75
5.20	Esquema do Modelo Térmico. . . . .	77
5.21	Perdas dos Semicondutores em Modo de Carga. . . . .	79
5.22	Temperatura em Modo de Carga. . . . .	79
5.23	Perdas dos Semicondutores em Modo de Descarga. . . . .	80
5.24	Temperatura em Modo de Descarga. . . . .	80
6.1	Microcontrolador XMC 4500 RELAX KIT. . . . .	84
6.2	Bobina. . . . .	84
6.3	Esquema de ligações ao terminal da PCB do Driver . . . . .	85
6.4	Esquema de ligações ao Circuito Integrado CD40109BE. . . . .	86
6.5	Circuito de Monitorização. . . . .	87
6.6	Sensor de Corrente. . . . .	88
6.7	Gráfico Sensor de Corrente. . . . .	89
6.8	Conector Sensor de Corrente . . . . .	89
6.9	Esquema Elétrico do Sensor de Tensão[61]. . . . .	90
6.10	Gráfico Sensor de Tensão. . . . .	91
6.11	Conector Sensor de Tensão. . . . .	91
6.12	Placa de Circuito Impresso Desenvolvida. . . . .	93
6.13	Terminais Microcontrolador e Respetivas Ligações . . . . .	93
6.14	Fluxogramas . . . . .	94
6.15	Fluxograma de Implementação de Filtro de Média. . . . .	96
6.16	Período de $turn_{on}$ . . . . .	98
6.17	Período de $turn_{off}$ . . . . .	98
6.18	Formas de Onda Regime Transitório. . . . .	99
6.19	Formas de Onda Regime Permanente. . . . .	100
6.20	Formas de Onda $turn_{off}$ . . . . .	100
6.21	Formas de Onda Regime Transitório. . . . .	101
6.22	Formas de Onda Regime Permanente. . . . .	101
6.23	Formas de Onda $turn_{off}$ . . . . .	102
C.1	Aspeto Geral do Protótipo Laboratorial. . . . .	123



# Lista de Tabelas

2.1	Comparação entre as principais tecnologias[4]. . . . .	8
2.2	Comparação do custo e impacto ambiental entre as principais tecnologias[4]. . . . .	8
2.3	Vantagens e Desvantagens do Local de Instalação do SA[8]. . . . .	10
2.4	Comparação entre as Categorias de Supercondensadores[10]. . . . .	11
2.5	Comparação entre os Formatos de EDLC[11]. . . . .	11
2.6	Domínio Térmico vs Domínio Elétrico[43][40][44][45]. . . . .	32
3.1	Características do Comboio da Série 4000 da CP[50]. . . . .	36
3.2	Características do modelo XL60-2R7308T-R[53]. . . . .	44
3.3	Características de um módulo de supercondensadores. . . . .	44
3.4	Características do banco de supercondensadores. . . . .	45
5.1	Parâmetros do conversor. . . . .	60
5.2	Valor de r para diferentes valores de tensão do SA. . . . .	60
5.3	Características do IGBT do Módulo FZ1200R45KL3-B5[57]. . . . .	74
5.4	Características do Díodo do Módulo FZ1200R45KL3-B5[57]. . . . .	75
5.5	Características do Dissipador FLKI 400 G 400 [59]. . . . .	76
6.1	Características do modelo BCAP3000 P270 K04. . . . .	84
6.2	Características do Módulo 2SC0108T2A0-17. . . . .	85
6.3	Tabela de Verdade. . . . .	87
6.4	Tabela de Verdade ENABLE Microcontrolador. . . . .	88
6.5	Parâmetros do Sensor de Corrente ACS759-200B. . . . .	88
6.6	Parâmetros do Sensor de Tensão ACPL-C87AT. . . . .	90
6.7	Parâmetros da Fonte de Alimentação de Tensão 24V/15V SPM15-150-Q12[62]. . . . .	92
6.8	Parâmetros da Fonte de Alimentação 24V/5V TEL 5-2411[63]. . . . .	92
6.9	Parâmetros da Fonte de Alimentação 24V/5V TBA 1-2411E[64]. . . . .	92
6.10	Parâmetros da Fonte de Alimentação 24V/3,3V IE2403S[65]. . . . .	92
6.11	Capacidade Supercondensadores Testados. . . . .	97



# Listagens

A.1	Parâmetros comboio. . . . .	113
A.2	Cálculos e Gráficos da Fase de Aceleração. . . . .	114
A.3	Cálculos e Gráficos da Fase de Desaceleração. . . . .	117
B.1	Controlador PI Discreto de Corrente para o Modo de Carga. . . . .	121



# Lista de Acrónimos

<b>ADC</b>	<i>Analog-to-Digital Converter</i>
<b>CP</b>	Comboios de Portugal
<b>EDLC</b>	<i>Electric Double-Layer Capacitor</i>
<b>ESR</b>	<i>Equivalent Series Resistance</i>
<b>GaN</b>	<i>Gallium Nitride</i>
<b>HVDC</b>	<i>High Voltage Direct Current</i>
<b>IDE</b>	<i>Integrated Development Environment</i>
<b>IGBT</b>	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
<b>MIT</b>	Material de Interface Térmica
<b>MOSFET</b>	<i>Metal-Oxide Semiconductor Field-Effect Transistor</i>
<b>PI</b>	Proporcional Integrativo
<b>PID</b>	Proporcional Integrativo Derivativo
<b>PWM</b>	<i>Pulse-Width Modulation</i>
<b>REP</b>	Resistência Equivalente Paralela
<b>RES</b>	Resistência Equivalente Série
<b>SA</b>	Sistema de Armazenamento
<b>Si</b>	<i>Silicon</i>
<b>SiC</b>	<i>Silicon Carbide</i>
<b>TBJ</b>	Transístor Bipolar de Junção



# Lista de Símbolos

Símbolo	Descrição	Unidades
$a_{cel}$	Aceleração	$m/s^2$
$Q$	Calor	J
$c$	Calor Específico	$J/(kg^{\circ}C)$
$C_{th}$	Capacidade Térmica	$J/^{\circ}C$
$q$	Carga Elétrica	C
$\sigma$	Condutividade Elétrica	S/m
$E$	Energia Elétrica	Wh
$E_{esp}$	Energia Específica	Wh/kg
$C$	Capacitância	F
$F$	Força	N
$F_{req}$	Frequência	Hz
$L$	Indutância	H
$i$	Corrente Elétrica	A
$M$	Massa	kg
$P$	Potência	W
$P_{esp}$	Potência Específica	W/kg
$\eta$	Rendimento	%
$R$	Resistência Elétrica	$\Omega$
$R_{th}$	Resistência Térmica	$^{\circ}C/W$
$Y$	Admitância	S
$T$	Temperatura	$^{\circ}C$
$t$	Tempo	s
$V$	Tensão	V
$v_{el}$	Velocidade	m/s



## Capítulo 1

# Introdução

### 1.1 Contextualização

O comboio desde a sua invenção que assume um papel fundamental no transporte de pessoas e bens. Um sistema ferroviário eficiente constitui-se como fator inquestionável no desenvolvimento das atividades económicas de um país ou região, permitindo o aumento da produtividade de diferentes indústrias com o aumento da acessibilidade entre as localidades. Para além das vantagens económicas e sociais da ferrovia este meio de transporte é um dos mais eficientes comparativamente aos restantes. No plano atual em que existem grandes esforços para a descarbonização, os sistemas ferroviários são incluídos nos esforços da redução das emissões de gases com efeito de estufa e na pegada ecológica. Nesse sentido são necessários esforços de investigadores e engenheiros para aplicar os conceitos ambientais na indústria ferroviária.

### 1.2 Definição do Problema

Neste trabalho é realizado um estudo ao sistema de comboio Alfa Pendular com vista à otimização energética dos regimes de condução: aceleração, cruzeiro, roda livre (*coasting*) e travagem. Numa análise aos vários regimes de condução de um comboio verifica-se que dois dos quatro modos, apresentam grande impacto na rede elétrica: a aceleração e a travagem. No período de aceleração, o comboio consome um elevado valor de energia à rede pois neste regime é usado o máximo binário disponível para atingir o máximo valor de aceleração[1]. No regime de travagem há recuperação de energia pelos motores elétricos de tração, injetando-a na rede. Nesta situação essa potência disponibilizada pela travagem pode ser imediatamente utilizada por outro comboio que eventualmente

circule no mesmo troço da catenária. O diagrama de carga de um comboio com os regimes descritos apresenta vários picos de potência coincidentes com os momentos de aceleração e de travagem regenerativa (picos negativos). Esta situação não é desejável do ponto de vista técnico, económico e ambiental, pretendendo-se um diagrama de carga o mais constante possível e com suavização dos picos, que na designação anglo-saxónica se designa por *peak-shaving*.

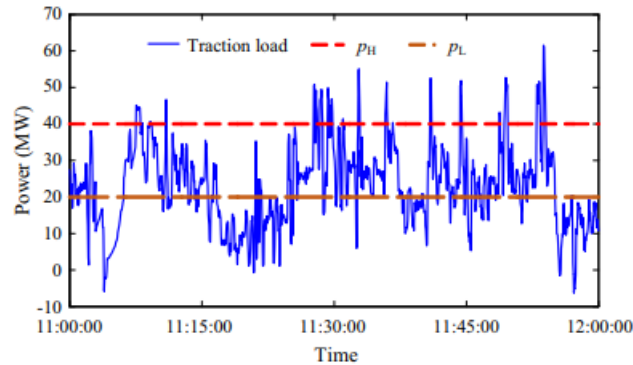


Figura 1.1: Exemplo de um diagrama de carga de um comboio[2]

Tendo em conta os pontos abordados sobre os modos de condução de um comboio e a sua interação com a rede elétrica conduz ao objetivo deste trabalho: desenvolver um sistema para armazenamento de energia, a bordo, produzida pela travagem de um comboio tornando possível redistribuir a energia na dimensão do tempo.

### 1.2.1 Objetivos

Nesta dissertação procura-se desenvolver uma solução que permita armazenar a energia recuperada no processo de travagem do comboio e fornecê-la na fase de aceleração. Assim, os principais objetivos deste trabalho são os seguintes:

- Realizar o estudo do estado da arte relativo a sistemas de armazenamento na ferrovia e topologias de conversores;
- Estudar os consumo de energia na fase de aceleração e energia gerada no processo de travagem;
- Escolher a tecnologia de armazenamento de energia que melhor se adequa do ponto de vista técnico e económico para a aplicação em análise;
- Desenvolver a solução a nível teórico validando a mesma recorrendo a programas de simulação computacional;
- Construir e testar um protótipo laboratorial do sistema à escala.

### 1.2.2 Resultados esperados

Nesta dissertação pretende-se desenvolver e construir um sistema de armazenamento funcional, que no futuro possa ser instalado a bordo de um comboio de forma a permitir a suavização do diagrama

de carga da rede e reutilizar a energia da travagem regenerativa no regime de aceleração. Desta forma, o comboio será menos dependente da rede, reduzir-se-ão os consumos e melhorar-se-á a eficiência global do sistema.

### **1.3 Organização da Dissertação**

A dissertação encontra-se organizada em 7 capítulos.

No capítulo um (1) consta a contextualização do problema e a apresentação dos principais objetivos a cumprir.

No capítulo dois (2) é apresentado o estudo do estado da arte, abordando-se tópicos como sistemas de armazenamento a bordo de comboios, análise à infraestrutura elétrica ferroviária em Portugal, topologias de conversores CC/CC e os semicondutores utilizados na atualidade.

No capítulo três (3) procede-se à análise dinâmica do comboio Alfa Pendular, pretendendo-se dimensionar de forma adequada a capacidade do sistema de armazenamento.

O capítulo quatro (4) consiste na explicação teórica do funcionamento da topologia escolhida para o conversor bidirecional.

O capítulo cinco (5) inicia com o dimensionamento dos elementos do conversor seguido das simulações computacionais em tempo contínuo e tempo discreto.

O capítulo seis (6) é direcionado à implementação prática do conversor e do sistema de armazenamento, explicando as montagens e circuitos desenvolvidos especificamente para este trabalho, com a apresentação final dos resultados obtidos.

Finalmente, o capítulo sete (7) apresenta as conclusões ao trabalho exposto.



## **Capítulo 2**

# **Estado da Arte**

### **2.1 Introdução**

Neste capítulo é apresentado o estado de desenvolvimento atual das principais temáticas. De forma a decidir a melhor abordagem ao problema descrito anteriormente é analisada a literatura mais recente e relevante sobre o tema. Na secção 2.2 são descritas as principais tecnologias de armazenamento, selecionando a que melhor se adequa para o sistema a desenvolver.

### **2.2 Sistemas de Armazenamento na Ferrovia**

A tecnologia de armazenamento de energia é o principal elemento a definir para ir ao encontro do objetivo do sistema, que se pretende dimensionar, pelo impacto técnico, económico e ambiental que representa. Assim, é necessário identificar e avaliar através de parâmetros chave as tecnologias disponíveis no mercado. Por fim, é definida a solução mais apropriada para este projeto.

#### **2.2.1 Travagem regenerativa**

A travagem regenerativa é uma das tecnologias com maior potencial de poupança energética, que combinada com um sistema de armazenamento de energia pode alcançar um valor de 30% no transporte ferroviário[3].

Para armazenar a energia nos períodos de travagem, redução de velocidade ou manutenção de velocidade em descida, é necessário implementar um conversor que transfira a energia produzida para um sistema de armazenamento.

### 2.2.2 Tecnologias

Atualmente existem várias tecnologias que podem ser utilizadas na recuperação de energia na ferrovia tais como as *flywheel*, baterias, supercondensadores e ímãs supercondutores.

O sistema de armazenamento baseado em *flywheel* é constituído por um conversor eletrónico de potência, máquina eléctrica, rotor e rolamentos magnéticos. A energia eléctrica recuperada através deste sistema é armazenada na forma de energia cinética num rotor a alta velocidade colocado em vácuo de forma a minimizar as perdas por fricção[4].

Na figura 2.1 é apresentado o esquema de um sistema de armazenamento baseado na *flywheel*.

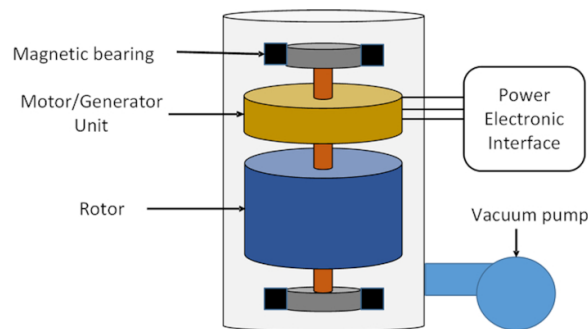


Figura 2.1: Esquema de um SA baseado na *flywheel*[4].

As baterias constituem o elemento mais comum utilizado para armazenar energia eléctrica. Uma bateria é constituída por dois eléctrodos, um positivo e outro negativo, o eletrólito, meio condutor e um separador que divide fisicamente as secções de diferentes polaridades[5]. Existem vários tipos de baterias com diferente construção, constituição e características, nomeadamente: Chumbo(Pb), Níquel-Cádmio(Ni-Cd), Níquel-Hidretos Metálicos(Ni-MH), iões de lítio(Li-ion) e também iões de sódio, como por exemplo as baterias ZEBRA.

A figura 2.2 representa a constituição genérica de uma bateria.

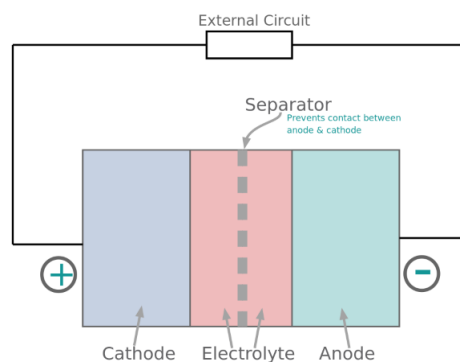


Figura 2.2: Esquema Genérico de uma Bateria[6].

Os supercondensadores são outra tecnologia utilizada para armazenar energia eléctrica. Apresentam características semelhantes aos condensadores contudo neste os eléctrodos são embebidos numa solução eletrolítica e a capacidade é formada pela acumulação eletrostática de cargas na interface entre eléctrodo e eletrólito[4].

Os sistemas de armazenamento baseado em ímãs supercondutores permitem armazenar energia num campo magnético criado pela corrente contínua ao circular pela bobina do ímã. Para manter o seu estado supercondutor o ímã necessita de ser imerso em hélio líquido e arrefecido a uma temperatura criogénica ( $<-150^{\circ}\text{C}$ ) [4].

Na figura 2.3 é representado o esquema de um sistema de armazenamento baseado em ímãs supercondutores.

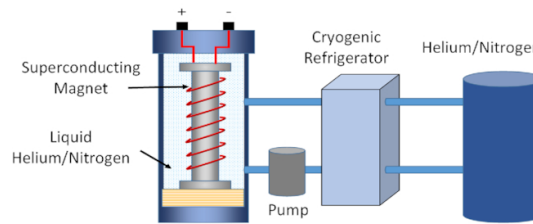


Figura 2.3: Esquema de um SA baseado Ímãs Supercondutores [4].

### 2.2.2.1 Comparação entre as Tecnologias

O sistema de armazenamento a instalar no comboio apresenta alguns requisitos que limitam a escolha da tecnologia a utilizar:

- O processo de travagem regenerativa ocorre num curto espaço de tempo. Isto implica que um elevado valor de energia necessita de ser armazenado igualmente nesse período. Assim o sistema de armazenamento deve possuir uma densidade de potência ( $\text{W/kg}$ ) elevada;

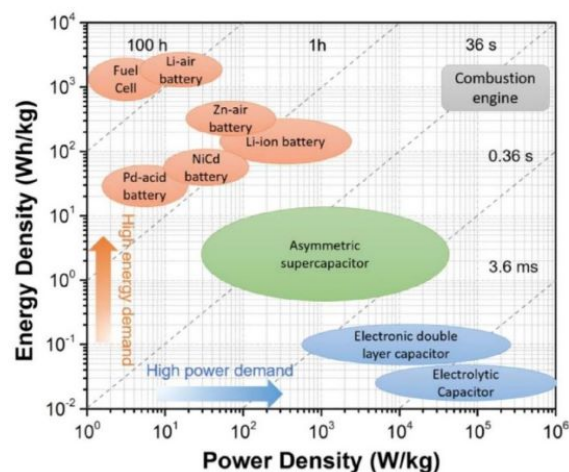


Figura 2.4: Gráfico Comparativo da Densidade de Potência vs Densidade de Energia para Diferentes Tecnologias [7].

- O sistema de armazenamento deve ter dimensões e peso adequados para ser instalado no comboio;
- O número de ciclos de carga/descarga que suporta devem ser suficientemente elevados para garantir a sua durabilidade e longevidade;

- A eficiência por cada ciclo de carga/descarga, ou seja a razão entre a energia disponibilizada no período de descarga e a armazenada no período de carga é um parâmetro a considerar;
- A nível de segurança e impacto ambiental devem ser tidos em conta os riscos do tipo de tecnologia a utilizar em caso de acidente, sobreaquecimento e libertação de gases tóxicos;
- O custo do sistema também é um elemento relevante para avaliar a viabilidade económica.

Nas tabela 2.1 e 2.2 são apresentados os principais parâmetros para cada tipo de sistema de armazenamento, permitindo proceder à sua comparação.

Tabela 2.1: Comparação entre as principais tecnologias[4].

Tecnologia	Densidade de Energia(Wh/kg)	Densidade de Potência(W/kg)	Eficiência por ciclo(%)	Número de ciclos	Ciclo de Vida(anos)
<i>Flywheel</i>	5-100	400-1500	90-95	>21000	20
Supercondensador(EDLC)	5-15	5000-10000	90-97	>100 000	10-30
Pb	30-50	75-300	80-90	500-2000	5-15
Ni-Cd	50-75	150-300	60-83	1500-3000	15-20
Ni-MH	54-120	200-1200	65-70	1500-3000	15-20
Li-ion	150-250	500-2000	90-98	1000-10000	8-15
ZEBRA	100-120	150-200	90	>2500	10-20
Ímanes Supercondutores	0.5-5	500-2000	94-97	>100 000	>20

Tabela 2.2: Comparação do custo e impacto ambiental entre as principais tecnologias[4].

Tecnologia	Custo por energia(€/Wh)	Custo por potência(€/W)	Impacto Ambiental
<i>Flywheel</i>	1000-5000	250-350	Nenhum/Baixo
Supercondensador(EDLC)	30-2000	100-300	Baixo
Pb	50-100	200-650	Alto
Ni-Cd	200-1000	350-1000	Alto
Ni-MH	240-1200	420-1200	Médio
Li-ion	273-1000	900-1300	Baixo/Médio
ZEBRA	100-200	150-300	Baixo/Médio
Ímanes Supercondutores	1000-10 000	200-300	Médio

Pela tabela 2.1 as baterias de iões de lítio destacam-se por apresentar o maior valor de densidade de energia(Wh/kg). Contudo nos restantes parâmetros os supercondensadores do tipo *Electric Double-Layer Capacitor* (EDLC) superam todas as restantes tecnologias. De realçar que a solução baseada em ímanes supercondutores, que possui o segundo maior valor de densidade de potência, 2000 W/kg, se aproxima dos valores de eficiência e de números de ciclos dos supercondensadores.

Na análise da tabela 2.2 as tecnologias que apresentam maior e menor custo por energia (€/Wh) são respetivamente os ímanes supercondutores e as baterias de chumbo. Relativamente aos custo por potência (€/W) as tecnologias que apresentam maior e menor valor são, respetivamente, as baterias de iões de lítio e os supercondensadores. Por fim as tecnologias com maior impacto ambiental são, as baterias de chumbo e Níquel-Cádmio(Ni-Cd) e com menor impacto a *flywheel*.

A partir da informação disponibilizada em [4] e apresentada nas tabelas 2.1 e 2.2 conclui-se que o supercondensador, mais especificamente o EDLC, se apresenta como a escolha mais acertada, para ser

aplicado ao aproveitamento da energia regenerativa da travagem do comboio, visto possuir o maior valor de densidade de potência, eficiência cíclica, número de ciclos e ciclo de vida entre as várias tecnologias. Para além disso apresenta o menor custo por densidade de potência e baixo impacto ambiental, pois não contém materiais tóxicos na sua constituição[4].

### 2.2.3 Local de Instalação

A instalação dos sistemas de armazenamento podem ser divididas em duas categorias: a bordo e estacionária. Os sistemas estacionários também designados por sistemas *way-side* são instalados nas subestações de tração ou locais da linha em que ocorrem flutuações significantes da tensão[8]. Os sistemas a bordo ou *on-board* são instalados diretamente no comboio, armazenando a energia regenerada no mesmo, contrariamente ao sistema estacionário que pode receber e fornecer energia de vários comboios que circulem na linha[4]. Os sistemas a bordo, se for baseado em bateria, permite o funcionamento do comboio em troços não eletrificados da linha. A escolha de uma ou de ambas as soluções depende do objetivo do projeto, por exemplo o aproveitamento da energia regenerativa da travagem do comboio, gestão da potência na linha ou funcionamento do comboio fora de rede elétrica.

Na tabela 2.3 são apresentadas as vantagens e desvantagens das sistemas de armazenamento estacionários e a bordo.

Na figura 2.5 estão ilustradas as duas soluções de instalação do sistema de armazenamento.

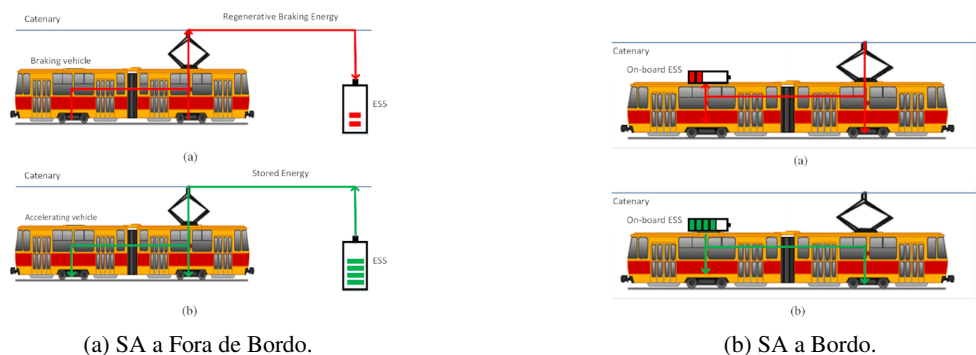


Figura 2.5: Local de Instalação do Sistema de Armazenamento[4].

## 2.3 Supercondensadores

Como analisado na secção 2.2 os supercondensadores apresentam-se como a solução mais viável para o sistema de armazenamento a dimensionar. Assim, ao longo desta secção serão identificados os tipos de supercondensadores, a oferta comercial, as suas principais características bem como as técnicas de balanceamento.

Tabela 2.3: Vantagens e Desvantagens do Local de Instalação do SA[8].

Solução	Vantagens	Desvantagens
<b>SA Bordo</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Sistema com maior eficiência;</li> <li>• Suavização dos picos de potência durante a aceleração;</li> <li>• Estabilidade da tensão na catenária;</li> <li>• Possibilidade de funcionamento em zonas da linha não eletrificadas(ex. baterias);</li> <li>• Sem necessidade de efetuar alterações na infraestrutura elétrica da linha;</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Restrições no volume e peso do SA;</li> <li>• Aumento do custo do comboio;</li> <li>• Necessidade de retirada de serviço do comboio para a instalação do sistema;</li> <li>• Restrições na escolha do SA por razões de segurança;</li> </ul>
<b>SA Estacionário</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Estabilidade da tensão na catenária;</li> <li>• Inexistência de restrição de peso e volume;</li> <li>• Implementação e manutenção não implica a interrupção no funcionamento ferroviário;</li> <li>• Menor restrição de segurança;</li> <li>• Sem modificação nos comboios;</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Sem redução da carga ao nível do pantógrafo,</li> <li>• Impossibilidade de operação em zonas da linha não eletrificadas;</li> <li>• Custos mais elevados que a solução a bordo;</li> <li>• Necessidade de estudo e análise do trânsito de potência na linha para o dimensionamento e escolha do local de instalação.</li> </ul>

### 2.3.1 Tipos de Supercondensadores

Os supercondensadores podem ser divididos em 3 categorias de acordo com o princípio do armazenamento de energia. A primeira categoria inclui os EDLC ou condensadores elétricos de dupla camada e possui tipicamente um período de carregamento curto[9]. A segunda são os pseudo-supercondensadores que apresentam um princípio de funcionamento idêntico ao das baterias e não tanto ao dos condensadores. Por fim a última categoria é constituída pelos supercondensadores híbridos que são a combinação dos dois tipos referidos anteriormente, EDLC e pseudo-supercondensadores. A sua principal vantagem é apresentarem um valor de densidade de energia alto, ao mesmo tempo que permitem fornecer valores elevados de corrente[10].

Na tabela 2.4 é apresentada uma comparação entre as principais características das três categorias.

Tabela 2.4: Comparação entre as Categorias de Supercondensadores[10].

Características	EDLC	Pseudo-supercondensadores	Supercondensador-Híbrido
Tempo de carga(s)	1-10	1-10	100
Número de ciclos	1 000 000	1 000 000	1 000 000
Tensão por célula(V)	2,7	2,3-2,8	*
Densidade de Energia(Wh/kg)	3-5	10	180
Temperatura de funcionamento(°C)	-40 a 65	-40 a 65	-40 a 65

\*informação não disponível

### 2.3.2 Tipos de EDLC

Os condensadores elétricos de dupla camada, que representa a maioria da oferta comercial, podem apresentar diferentes capacidades, tamanhos e formatos dependendo do tipo de aplicação. Na tabela 2.5 são apresentados de forma sumária os vários modelos de EDLC.

Tabela 2.5: Comparação entre os Formatos de EDLC[11].

Formato	Capacidade(F)	Aplicação
Chip / Moeda	$C < 0,1$	Relógios, computadores, aparelhos de medição.
Pouch/ Laminado	$0,1 < C < 1$	Equipamentos audiovisuais, eletrodomésticos, lanternas LED, SSD's.
Cilíndrico/Retangular	$1 < C < 4000$	Sinais de trânsito, brinquedos.
Módulos	$C > 100F$	Recuperação de energia, UPS, tração elétrica.



Figura 2.6: Formatos supercondensador EDLC[11][12].

### 2.3.3 Modelo Eletroquímico do EDLC

O condensador elétrico de dupla camada apresenta esta designação devido ao seu princípio de funcionamento ser descrito pelo modelo de *Helmholtz*. Este modelo descreve a separação de cargas na barreira entre o eléctrodo e o eletrólito. Perante a polarização dos eléctrodos os iões de polaridade oposta concentram-se na forma de camada cuja espessura atinge valores na ordem de 1 nm. A acumulação de cargas na interface eléctrodo/eletrólito, explicada mais em detalhe pelo modelo de *Stern*, é designada de camada eléctrica dupla[13].

Através da equação 2.1 obtêm-se o valor de capacidade (F) relativamente ao modelo de *Helmholtz*:

$$C_H = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot \frac{S}{d} \quad (2.1)$$

em que  $\varepsilon_0$ <sup>1</sup> corresponde ao valor de permitividade no vácuo,  $\varepsilon_r$  o valor de permitividade relativa,  $d$  a espessura da camada (< 1 nm) e  $S$  (m<sup>2</sup>) à área específica de superfície do eléctrodo[13].

O modelo *Gouy-Chapman* introduziu o conceito de camada difusa pois o modelo de *Helmholtz* não tinha em consideração a difusão dos iões na solução nem a interação do dipolo do solvente e o eléctrodo. Contudo este modelo foi insuficiente para explicar o comportamento de camadas altamente carregadas. Assim surge em 1924 o modelo de *Stern* que considera o movimento hidrodinâmico dos iões e a acumulação destes junto da superfície do eléctrodo[13].

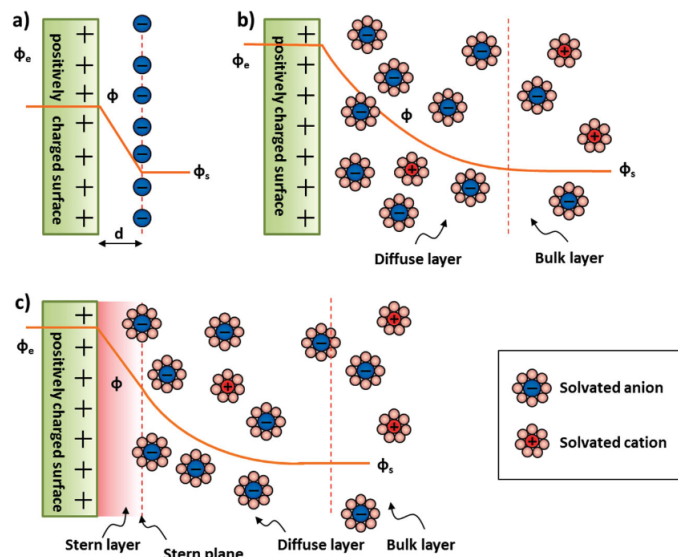


Figura 2.7: Modelos de (a) *Helmholtz*, (b) *Gouy-Chapman*, e (c) *Stern*[13].

Na figura 2.7c é representado o modelo de *Stern* cujo eléctrodo se encontra carregado com cargas positivas e com potencial eléctrico,  $\phi_e$ . Na camada de *Stern*, que marca o limite de aproximação dos aniões à superfície do eléctrodo, o valor de potencial eléctrico,  $\phi$ , decresce. Na camada difusa ocorre a concentração dos aniões que permitem atingir a neutralidade eléctrica. O potencial eléctrico continua a diminuir até este valor se tornar constante,  $\phi_s$ , perto da transição da camada difusa com a camada central ou *bulk layer*[13].

### 2.3.4 Constituição Física do EDLC

O EDLC é constituído por dois coletores, dois eléctrodos de carbono ativado, eletrólito, e um separador[14], tal como demonstrado na figura 2.8b.

<sup>1</sup> $\varepsilon_0 = 8.854 \cdot 10^{-12} F/m$

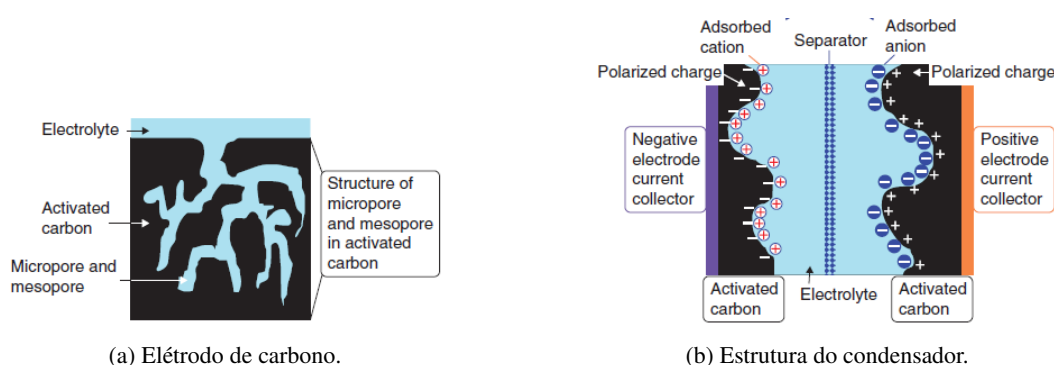


Figura 2.8: Estrutura do EDLC[15].

O material que constitui os eléctrodos, mais utilizado na indústria, é carbono ativado. Este material apresenta um valor de área de superfície superior a  $1000 \text{ m}^2 \text{ g}^{-1}$  que se traduz num valor de capacidade de 100 a  $200 \text{ F g}^{-1}$ . A sua grande área de contacto com o electrólito deve-se ao elevado número de poros, cerca de  $3000 \text{ m}^2 \text{ g}^{-1}$ [13], que se formam durante o processo de ativação do carbono. O diâmetro dos poros é um fator determinante no valor da capacidade. Por exemplo o diâmetro dos microporos deve encontrar-se entre os 2 a 10 nm. Caso este valor seja inferior o electrólito não entra em contacto com essa área, diminuindo-se a sua capacidade e caso seja superior o valor de capacidade diminui[15]. Na figura 2.8a é possível observar em detalhe a estrutura do carbono ativado.

O electrólito pode ser classificado como solução do tipo aquoso ou orgânico[16]. Os dois principais critérios na escolha do electrólito são o valor de tensão de ruptura (*breakdown voltage*) e a condutividade (S/m). A primeira é importante para maximizar o valor de energia específica (equação 2.7) enquanto que a segunda influencia o valor de potência específica (equação 2.8).

Os electrólitos aquosos como por exemplo ácido sulfúrico ( $\text{H}_2\text{SO}_4$ ) ou hidróxido de potássio (KOH) apresentam valores de condutividade e tensão de ruptura (valor a que ocorre a electrólise da água) de aproximadamente 1S/m e 1V, respetivamente.

Os electrólitos do tipo orgânico cujo solvente utilizado pode ser carbonato de propileno ( $\text{C}_4\text{H}_6\text{O}_3$ ) ou acetonitrila ( $\text{CH}_3\text{CN}$ ) enquanto que os sais utilizados são o tetrafluoroborato de tetraetilamónio ( $\text{C}_8\text{H}_{20}\text{BF}_4\text{N}$ ) ou hexafluoroarsenato de lítio ( $\text{AsF}_6\text{Li}$ )[10][13] apresentam um valor de tensão de ruptura de aproximadamente 3V, valor superior às soluções aquosas. Contudo o valor de condutividade eléctrica ( $\sigma$ ) é inferior o que permite alcançar um maior valor de densidade de energia comparativamente às soluções aquosas. É esta a principal razão pela qual a indústria utiliza maioritariamente este tipo de electrólito na construção de supercondensadores comerciais[13].

O separador isola o eléctrodo positivo do eléctrodo negativo e deve possuir um elevado valor de resistência eléctrica, elevado valor de condutividade iónica e baixa espessura[16]. Em electrólitos do tipo aquoso são usados separadores cerâmicos ou de fibra de vidro enquanto que em electrólitos orgânicos são usados polímeros[16] ou papel de fibra de polímero não-tecido (*Nonwoven polymer fiber paper*)[15].

### 2.3.5 Modelo Elétrico do EDLC

Os modelos elétricos do supercondensador pretendem descrever o comportamento elétrico do mesmo. Para isso as componentes representadas são a capacidade, a queda de tensão e perdas devido à resistência interna, a autodescarga, correntes de fuga e o comportamento dinâmico elétrico devido à difusão dos íons do eletrólito. A frequências elevadas também pode surgir uma indutância parasita que reflete o comportamento o invólucro metálico[17]. Assim surgem vários modelos elétricos na literatura sendo o mais simples o circuito RC e o mais complexo o circuito descrito em [18] no qual é descrito o comportamento do supercondensador para diferentes frequências.

O circuito equivalente clássico consiste na representação da capacitância, Resistência Equivalente Série (RES) e Resistência Equivalente Paralela (REP). A RES e a REP representa a queda de tensão interna e o fenómeno de auto descarga, respetivamente[17][16].

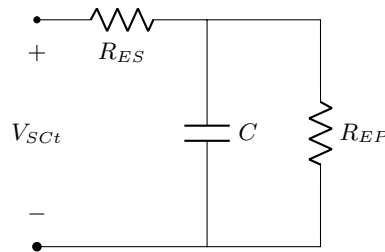


Figura 2.9: Circuito equivalente clássico do supercondensador.

A utilização do supercondensador, na ordem de segundos, leva a que o parâmetro REP não seja considerado na sua modelização. Assim o circuito simplificado corresponde ao da figura 2.10 no qual são representados os estados de carga e descarga.



Figura 2.10: Circuito equivalente do ultracondensador.

A tensão aos terminais durante o período de carga é igual a:

$$V_{SCt} = V_{SC} + i_c * R_{es} \quad (2.2)$$

A tensão aos terminais durante o período de descarga é igual a:

$$V_{SCt} = V_{SC} - i_c * R_{es} \quad (2.3)$$

O modelo apresentado em [18] tem em conta o comportamento do supercondensador para diferentes valores de frequência e temperatura apresentando um circuito equivalente mais complexo que o anterior.

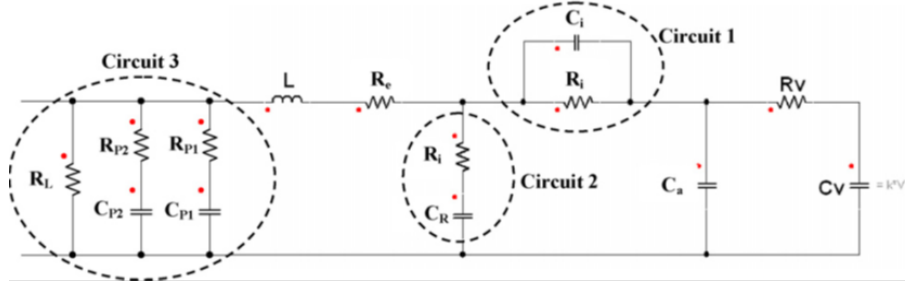


Figura 2.11: Circuito equivalente apresentado em [18].

### 2.3.6 Energia armazenada

A energia é armazenada nos supercondensadores através de um processo não faradaico. Neste não há troca de elétrons entre o elétrodo e a solução, ou seja, não ocorrem reações químicas, tratando-se assim de um processo eletroestático[10].

A equação 2.4 expressa a energia<sup>2</sup> (Wh) armazenada, em que C representa o valor da capacidade em Farad e  $V_{max}$  a tensão máxima do condensador em volt[13].

$$E_{arm} = \frac{C \cdot V_{max}^2}{2 \cdot 3600} \quad (2.4)$$

### 2.3.7 Potência

A potência máxima (W) que um supercondensador fornece à carga ocorre quando a RES, também referida na literatura por *Equivalent Series Resistance* (ESR), que traduz a soma da resistência iônica do eletrólito, dos elétrodos e dos coletores metálicos[13], é igual à resistência da carga[19]:

$$P_{max} = V_{max}^2 \cdot \frac{R_{carga}}{(R_{carga} + R_{serie})^2} \quad (2.5)$$

$\therefore R_{serie} = R_{carga}$ :

$$P_{max} = \frac{V_{max}^2}{4 \cdot R_{serie}} \quad (2.6)$$

Se a resistência da carga for inferior à resistência equivalente série ( $R_{carga} < R_{serie}$ ) a maior parte da potência é dissipada na fonte o que não é ideal[19].

### 2.3.8 Densidade Energia vs Densidade de Potência

Os supercondensadores possuem um valor de até 15 kW/kg de densidade de potência contudo apenas 5 a 8 Wh/kg de densidade de energia[13]. A densidade de energia (Wh/kg) também designada por

<sup>2</sup>1Wh = 3600J

energia específica é obtida pela seguinte equação:

$$E_{esp} = \frac{C \cdot V_{max}^2}{2 \cdot m \cdot 3600} \quad (2.7)$$

em que  $m$  corresponde à massa(kg) do condensador.

A densidade de potência (W/kg), potência específica ou *Impedance Match Specific Power* resulta da equação 2.6 e é definida da seguinte forma[20]:

$$P_{esp} = \frac{V_{max}^2}{4 \cdot R_{serie} \cdot m} \quad (2.8)$$

Os EDLC como já mencionado anteriormente apresentam um valor de densidade de potência (W/kg) superior ao valor de densidade de energia (Wh/kg). Esta característica deve-se à formação física da dupla camada, que por se tratar de um processo sem reações eletroquímicas, a carga e descarga ocorre de uma forma rápida[13]. Devido a esta propriedade os supercondensadores são aplicados em sistemas nos quais são impostos elevados valores de corrente em periodos temporais na ordem de segundos.

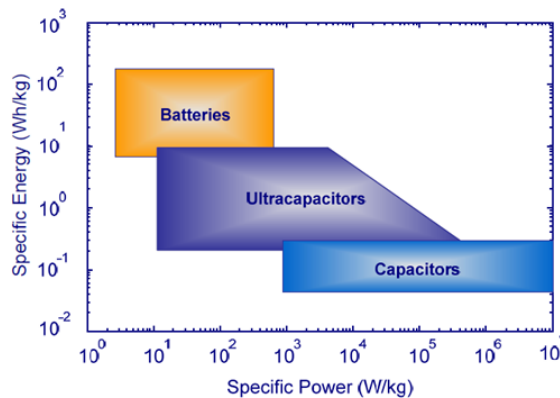


Figura 2.12: Densidade de potência vs Densidade de energia de vários sistemas de armazenamento[21].

### 2.3.9 Sistemas de Balanceamento de Supercondensadores

Supercondensadores com características técnicas semelhantes e fabricados pela mesma empresa podem apresentar valores de capacidade, resistência equivalente série e rácio de autodescarga diferentes. As razões para estas condições se verificarem podem dever-se a duas razões: ao processo de fabrico ou a condições de stress derivadas do seu uso[17].

Assim, as inconsistências resultantes do processo de fabrico resultam de diferenças inerentes aos materiais utilizados, imprecisões nos equipamentos e incertezas associadas ao próprio procedimento de fabrico. As condições de *stress* resultantes do uso de supercondensadores com parâmetros distintos na forma de *pack* de bateria podem agravar as diferenças entre os valores de capacidade[17].

Por exemplo a diferença da resistência equivalente série de um supercondensador num *pack* pode levar a que este apresente uma potência de descarga menor devido à maior queda de tensão

interna (equação 2.9) enquanto que a diferença no valor de capacidade (C) provoca o desequilíbrio do valor de tensão e estado de carga das células, visto que o supercondensador com menor valor descarrega mais rapidamente que as restantes [17].

$$P_{descarga}^{max} = I_{descarga}^{max} * (v_c - R_{esr} * I_{descarga}^{max}) \quad (2.9)$$

$$P_{carga}^{max} = I_{carga}^{max} * (v_c + R_{esr} * I_{carga}^{max}) \quad (2.10)$$

De forma geral os problemas de desequilíbrio das células levam a que o valor de potência e energia disponível na bateria fique comprometida podendo afetar o desempenho do sistema a alimentar. Para resolver este problema é necessário implementar sistemas de balanceamento para os supercondensadores. As topologias de balanceamento podem ser do tipo passivo ou ativo, apresentadas na figura 2.14.

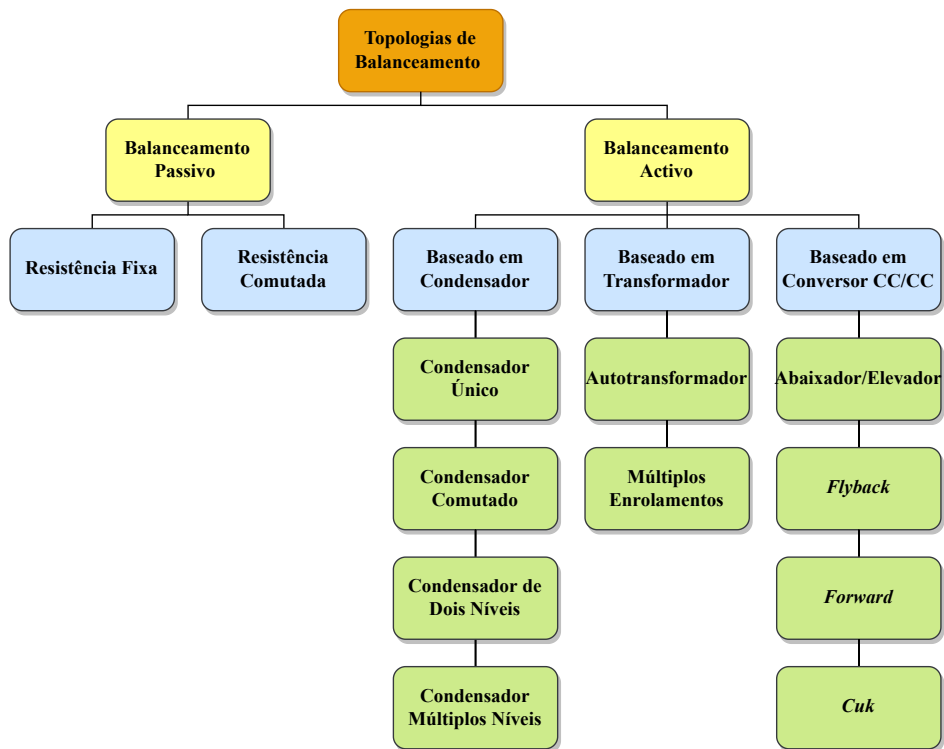


Figura 2.13: Diferentes topologias de balanceamento de supercondensadores [17].

Os sistemas passivos são de mais simples implementação e com menor custo económico. A configuração mais simples consiste na colocação de uma resistência ou de uma resistência e um dispositivo semiconductor em paralelo com cada supercondensador. Assim, se um supercondensador apresentar um estado de carga superior às restantes, essa energia em excesso será dissipada pela respetiva resistência. Contudo este sistema apresenta uma resposta lenta e baixa eficiência [17][22].

Os métodos ativos por sua vez têm o objetivo de transferir energia de células com maior estado de carga para outras com menor estado de carga, tornando o sistema mais eficiente e robusto. Existem vários métodos baseados em condensadores, transformadores e conversores DC/DC [17].

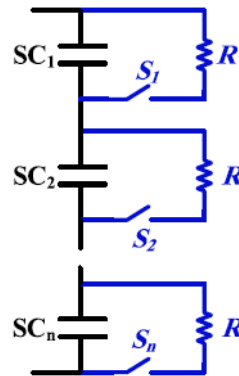


Figura 2.14: Balancemanto passivo recorrendo a resistências comutadas em paralelo[17].

Um método ativo conhecido na literatura é o conversor abaixador elevador ou *buck/boost*. Esta tipologia apresentada em [22] permite distribuir a energia entre os supercondensadores de forma eficiente.

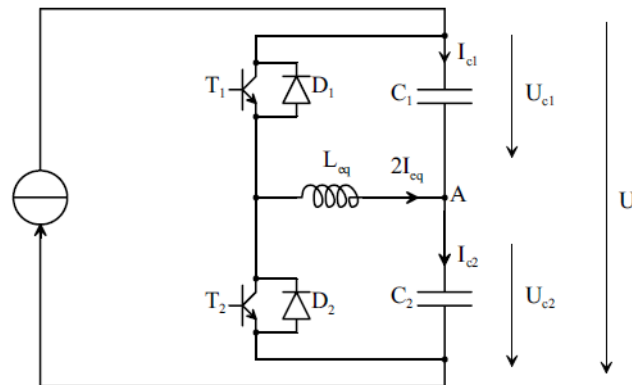


Figura 2.15: Balancemanto ativo com conversor abaixador elevador[22].

Na configuração da figura 2.15 se a tensão do supercondensador 1 ( $U_{c1}$ ) for superior à tensão no supercondensador 2 ( $U_{c1} > U_{c2}$ ) o semicondutor 1 comuta com um *duty-cycle* definido pelo sistema de controlo e a corrente na bobine ( $2I_{eq}$ ) será positiva. Na situação contrária ( $U_{c1} < U_{c2}$ ) conduz o semicondutor 2 e a corrente ( $2I_{eq}$ ) será negativa. É ainda possível adicionar mais conversores controlando os supercondensadores de forma adjacente.

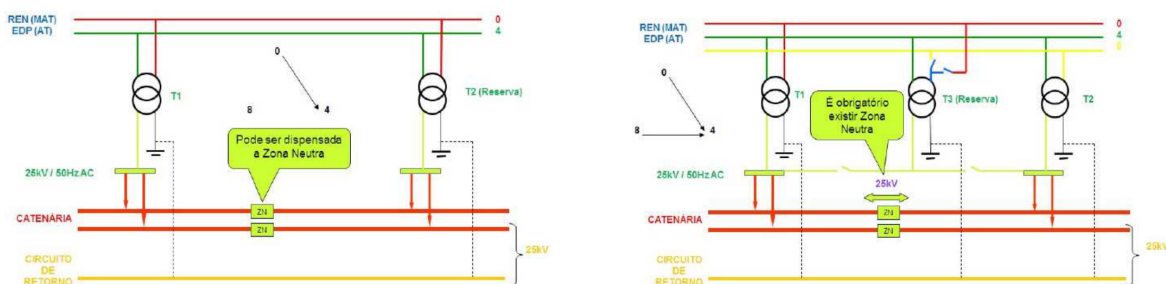
## 2.4 Sistema Ferroviário Português

A escolha do sistema de armazenamento a dimensionar depende da topologia da rede em que este será instalado. Neste ponto, será feita uma breve análise à infraestrutura elétrica ferroviária em que o comboio da série 4000 ou Alfa Pendular se insere.

### 2.4.1 Configuração das Subestações de Tração

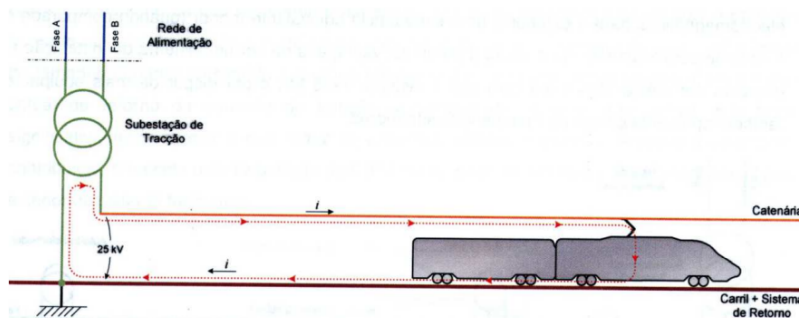
As subestações de tração são instalações que garantem o fornecimento de energia às cargas, assegurando a qualidade de serviço. São alimentadas diretamente pela rede de transporte em Muito Alta Tensão(MAT) ou pela rede distribuição em Alta Tensão(AT) ou Média Tensão(MT). Apresentam valores de potência instalada que variam entre os 16,2 e 32 MVA[23].

A configuração das subestações pode ser: Ligação Bifásica-1x25kV, Ligação Trifásica-1x25kV ou Ligação Bifásica-2x25kV com Autotransformadores. O primeiro termo da designação da configuração refere-se à forma de alimentação das subestações pela rede de transporte ou distribuição, que pode ser bifásica a 220, 150, 63 kV ou trifásica a 63kV e o segundo termo à ligação da catenária[23].



(a) Ligação Bifásica-1x25kV.

(b) Ligação Trifásica-1x25kV.



(c) Alimentação da catenária a 1x25 kV.

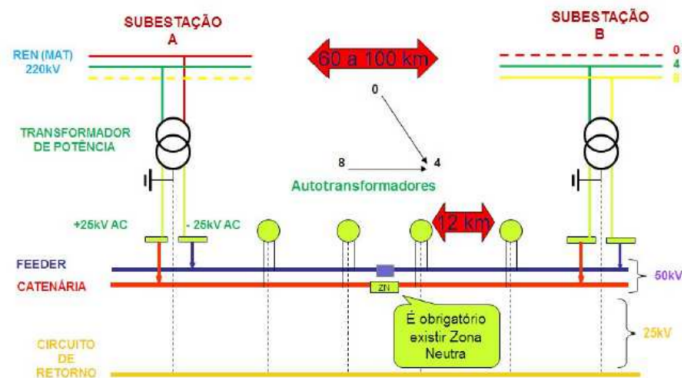
Figura 2.16: Configurações 1x25kV[23].

Na configuração Ligação Bifásica-1x25kV de uma subestação a ligação à rede de transporte ou distribuição é feita através de dois transformadores monofásicos em que um funciona em carga e outro em reserva, tal como demonstrado na figura 2.16a. O primário dos dois transformadores é alimentado a duas fases da linha de transmissão e uma saída do secundário encontra-se ligada à catenária e a outra liga à terra e ao sistema de retorno de corrente de tração[23].

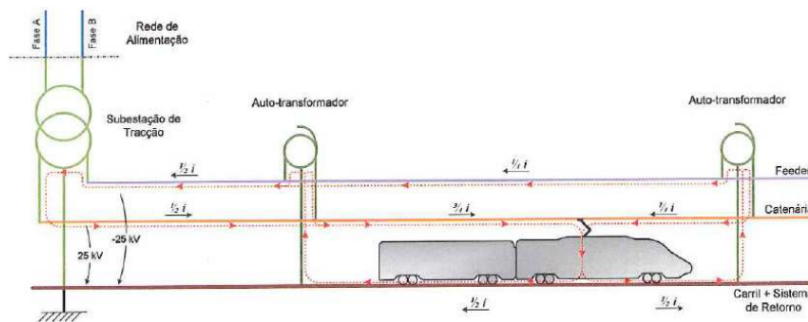
Na configuração Ligação Trifásica-1x25kV, apresentada na figura 2.16b de uma subestação a ligação à rede de transporte ou distribuição é feita através de três transformadores monofásicos. Dos três transformadores apenas dois funcionam em carga com o outro desempenhar a função de reserva. O primário dos dois transformadores apenas partilham uma fase(4) encontrando-se a outra entrada de cada um ligada às fases 0 e 8[23]. Por esse motivo esta configuração é também designada de configuração em V e permite diminuir o desequilíbrio na rede primária comparativamente à configuração

bifásica. A ligação do secundário é semelhante à da configuração anterior, com os dois transformadores a alimentar troços da catenária de forma adjacente. Devido à ligação a fases diferentes na catenária é necessário a existência de uma zona neutra para evitar a ocorrência de um curto-circuito[23].

A alimentação da catenária, representada na figura 2.16c, é feita a uma tensão de 25 kV em corrente alternada monofásica a uma frequência de 50Hz, com o carril a desempenhar a função de retorno do circuito.



(a) Ligação Bifásica- 2x25kV+Autotransformadores.



(b) Esquema do sistema 2x25 kV.

Figura 2.17: Configurações 2x25kV[23].

A configuração ligação bifásica-2x25kV, apresentada na figura 2.17a é constituída por um transformador com ponto médio no enrolamento do secundário. Assim, o ponto médio é ligado à terra e ao sistema de retorno de corrente de tração, a saída de +25kV AC é ligada à catenária e a saída de -25kV AC a outro condutor aéreo designado de *feeder*. No *feeder* irá circular a corrente igual mas contrária à da catenária anulando-se os efeitos indutivos. A ligação elétrica entre a catenária e o *feeder* é cumprida pelos autotransformadores dispostos ao longo da linha, distando cada um entre si 10 a 15 km. O conjunto catenária/*feeder*/autotransformadores, representado na figura 2.17b permite diminuir o valor de impedância da linha. Com menor valor de impedância esta configuração apresenta uma menor queda de tensão, comparativamente às outras configurações, para a mesma corrente de serviço. Por esta razão a configuração 2x25kV permite alimentar troços de até 100 km[23].

### 2.4.2 Constituição da *Microgrid* de um Comboio da Série 4000

O comboio da série 4000 é composto por seis composições sendo duas delas de tração. Cada uma dessas composições de tração possui uma *microgrid* independente, por razões de redundância e robustez do sistema, permitindo que em caso de falência de um dos sistemas de tração, seja possível desimpedir a linha, e o funcionamento da rede ferroviária não fique em causa.

A *microgrid* de um comboio da série 4000 é dividida em duas partes: sistema de tração e sistemas auxiliares. O sistema de tração é responsável por alimentar os 4 motores de indução trifásicos de 500 kW cada, que movem o comboio. Os sistemas auxiliares são compostos pelas restantes cargas das composições como por exemplo iluminação, ar condicionado, tomadas, sistemas sonoros, etc.

O sistema elétrico do comboio é alimentado nas várias subestações de tração existentes ao longo do percurso à qual a catenária está ligada e cujo valor de tensão é de 25 kV, como explicado em 2.4.1.

O sistema elétrico do comboio possui um transformador com dois enrolamentos no secundário. É feita a transformação de 25kV para 1500 V relativamente ao sistema de tração. De seguida é feita a retificação através de uma ponte trifásica controlada por tirístores ligada ao barramento DC cuja tensão é de 2200 V. Por fim para alimentar os motores trifásicos recorre-se a um inversor trifásico, alimentado os motores a uma tensão de 1100 V AC.

Na figura 2.18 é apresentado o esquema unifilar da rede elétrica do comboio Alfa Pendular.

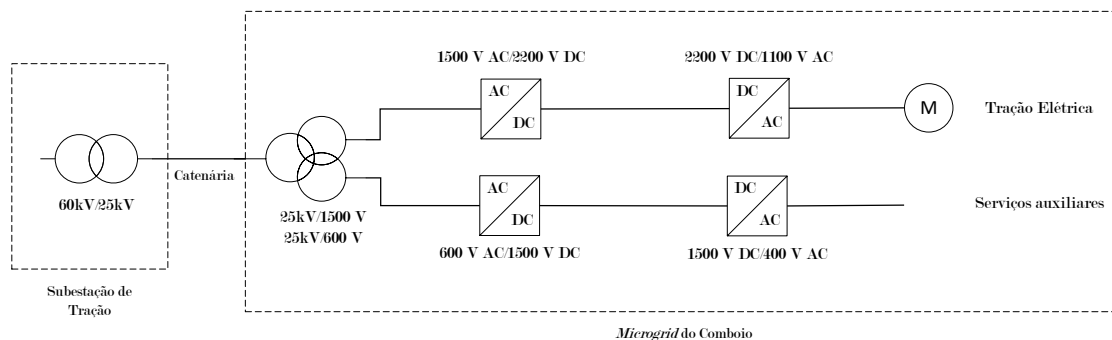


Figura 2.18: Esquema Unifilar Simplificado da Rede Elétrica do Comboio[24].

## 2.5 Conversores CC/CC

Nesta secção será realizado um estudo às principais topologias de conversores CC/CC e aos principais modos de funcionamento.

### 2.5.1 Topologias de Conversores CC/CC

A escolha da topologia do conversor a dimensionar é um aspeto muito relevante devido ao impacto económico e técnico que irá representar. Existem várias topologias de conversores CC/CC que podem ser do tipo isolado ou não isolado.

Os conversores CC/CC do tipo isolado possuem transformadores que possibilitam o isolamento galvânico do circuito, o que significa que a fonte e a carga não partilham a mesma massa. Os conversores desta topologia são utilizados em aplicações de baixa potência pelo motivo de o transformador ser comutado com frequência elevadas e o tamanho da bobine ser reduzido o que por sua vez limita o valor de corrente de serviço[25][26].

Os conversores CC/CC do tipo não isolado não possuem transformadores pelo que são mais leves e compactos que os conversores isolados[25]. São utilizados em aplicações de potência elevado visto que não existem as limitações impostas pelo transformador. Uma vez que não existe isolamento galvânico existe apenas uma massa em todo o circuito.

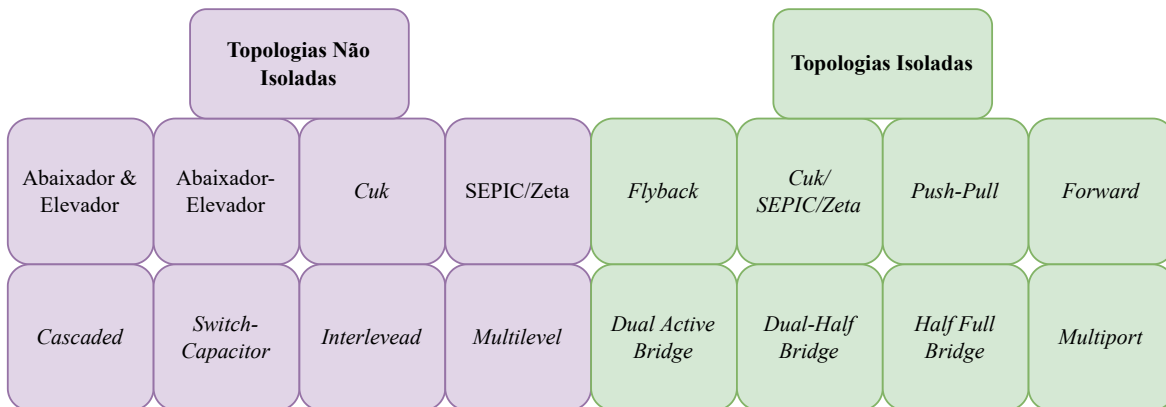


Figura 2.19: Topologias Não Isoladas e Isoladas de Conversores Bidirecionais CC/CC[27].

Como um dos objetivos desta dissertação é o desenvolvimento de um conversor robusto, económico e que será instalado num circuito que requer valores de potência elevadas, com o valor máximo de 2 MW para o sistema de tração, será apenas abordada a topologia não isolada. Na categoria de conversores CC/CC não isolados existem várias configurações possíveis como por exemplo *buck and boost* ou abaixador e elevador, *cuk*, *interleaved*, SEPIC/ZETA, entre outros apresentados na figura 2.19.

### 2.5.1.1 Elevador e Abaixador

Na configuração da figura 2.20 o SA apresenta uma tensão superior à do barramento DC. O conversor é bidirecional DC/DC e comporta-se como um conversor elevador (*boost*) em modo de carregamento (do barramento para o sistema de armazenamento) e como abaixador (*buck*) em modo de descarga (do sistema de armazenamento para o barramento). No processo de carregamento conduz o transístor inferior e o díodo superior e no processo de descarga o transístor superior é comandado e a corrente passa por este e pelo díodo inferior.

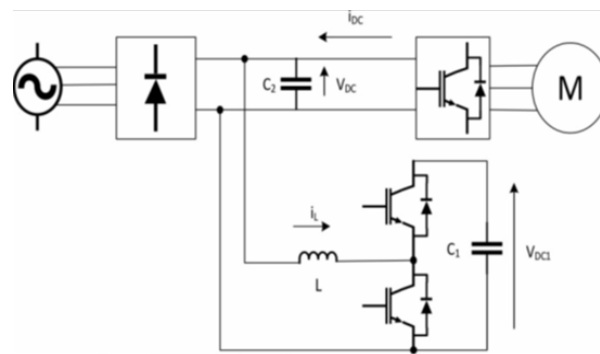


Figura 2.20: Conversor Bidirecional Elevador e Abaixador[3].

### 2.5.1.2 Abaixador e Elevador

Na configuração da figura 2.21 o circuito opera de forma oposta à do anterior. Em modo de carregamento o conversor opera como um abaixador e em modo descarregamento ou fornecimento de potência ao motor funciona como um elevador.

Assim a funcionar como conversor buck conduzem o transístor superior e o díodo inferior sendo a corrente  $I_L$  positiva, carregando o sistema de armazenamento. Quando o conversor opera como boost estão em condução o transístor inferior e o díodo superior, sendo a corrente  $I_L$  negativa, fornecendo potência aos motores.

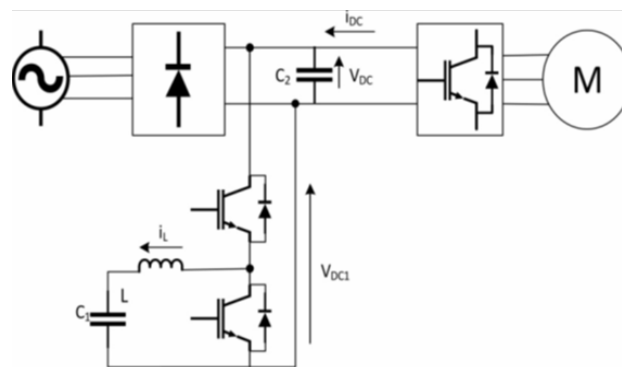


Figura 2.21: Conversor Bidirecional Abaixador e Elevador[3].

### 2.5.1.3 Buck-Boost

O conversor apresentado na figura 2.22 e descrito em [28] permite o trânsito de potência bidirecional. Destaca-se que a tensão de entrada se encontra em oposição de polaridade em relação à tensão de saída.

No caso de  $V_{in} > V_{out}$  o conversor funciona em modo abaixador, no sentido entrada saída. No modo abaixador o transístor responsável por carregar a bobina é  $T_1$ , durante o período  $t_{on}$ , e pela descarga o díodo  $D_2$  que no período  $t_{off}$  fica diretamente polarizado em relação à bobina.

No modo elevador o transístor responsável por carregar a bobina é o  $T_2$  durante o período  $t_{on}$  e pela descarga o díodo  $D_1$ , que no período  $t_{off}$  fica diretamente polarizado em relação à bobina.

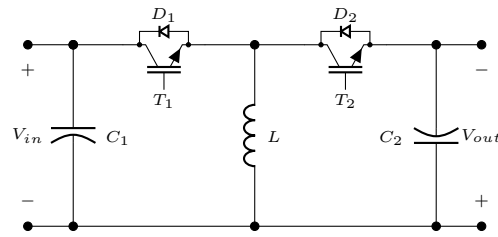


Figura 2.22: Conversor Bidirecional *Buck-Boost* adaptado de [28].

#### 2.5.1.4 *Interleaved*

A configuração *Interleaved* apresentada na figura 2.23 apresenta características que a tornam uma excelente opção em sistema de armazenamento de energia, como por exemplo o baixo valor de *ripple* na saída, funcionamento com elevada densidade de potência, redução do esforço nos semicondutores através da divisão de potência pelos vários braços, alta eficiência e bom desempenho térmico[29].

O conversor apresenta dois modos de funcionamento: abaixador e elevador. No modo de abaixador ou carga conduzem os transístores  $S_3$  e  $S_4$  e os díodos  $D_1$  e  $D_2$ . No modo de elevador ou descarga conduzem  $S_1$  e  $S_2$  e os díodos  $D_3$  e  $D_4$ . Esta topologia permite ainda adicionar mais braços de forma a obter uma maior potência, caso, por exemplo, a bobina ou transístores disponíveis no mercado não possuam correntes nominais iguais às dimensionadas[30].

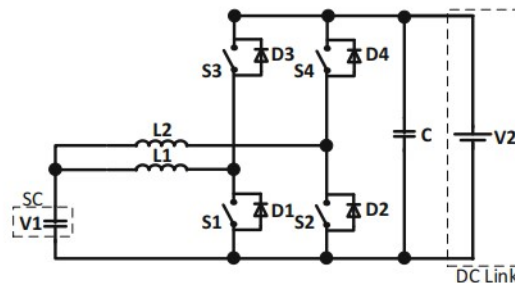


Figura 2.23: Conversor Bidirecional *Interleaved*[29].

#### 2.5.1.5 *Cascaded*

O conversor *cascaded* foi desenvolvido de forma a aumentar o ganho, reduzir esforço da corrente na bobina e semicondutores[27]. Desta forma o conversor pode operar em níveis de potência elevados. Na figura 2.24 é apresentada esta topologia que combina o conversor elevador e abaixador com o conversor abaixador e elevador, possibilitando 4 modos de funcionamento.

No caso de  $V_{in} > V_{out}$  o conversor possui dois modos de funcionamento. O transístor  $T_3$  permanece sempre ligado e o  $T_4$  desligado para esta situação. No modo abaixador, ou seja, quando o trânsito de potência é no sentido entrada para saída, para cada ciclo, no período  $t_{on}$  conduz transístor  $T_1$  e no período  $t_{off}$  conduz o díodo  $D_2$ . Em modo elevador, no sentido saída para entrada, para cada ciclo, no período  $t_{on}$  conduz transístor  $T_2$  e no período  $t_{off}$  conduz o díodo  $D_1$ .

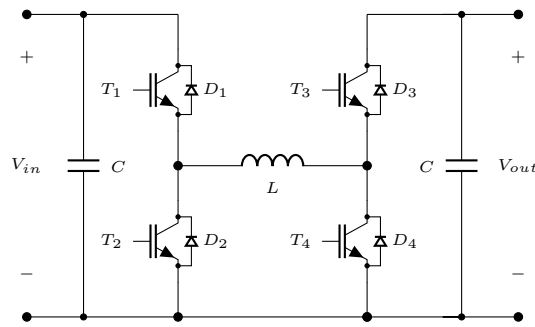


Figura 2.24: Conversor Bidirecional *Cascaded* adaptado de[27].

No caso de  $V_{in} < V_{out}$  o conversor possui dois modos de funcionamento. O transistor  $T_1$  permanece ligado e o  $T_2$  desligado para esta situação. No modo elevador, ou seja, quando o trânsito de potência é no sentido entrada para saída, para cada ciclo, no período  $t_{on}$  conduz transistor  $T_4$  e no período  $t_{off}$  conduz o diodo  $D_3$ . Em modo abaixador, no sentido saída para entrada, para cada ciclo, no período  $t_{on}$  conduz transistor  $T_3$  e no período  $t_{off}$  conduz o diodo  $D_4$ .

### 2.5.2 Controle de Carga e Descarga

O comboio alfa pendular (série 4000) possui um inversor constituído por tirístores pelo que não há necessidade de ajustar o controlo do sistema de tração [24]. O sistema de carga/descarga por sua vez requer um controlador baseado num regulador de corrente. Considerando, que por razões de segurança, os sistemas de armazenamento apresentam uma tensão inferior a 1100 V DC [24], e a tensão do barramento DC é igual a 2200 V DC a configuração mais adequada para o conversor é a bidirecional abaixador/elevador.

### 2.5.3 Transferência de Energia

O princípio de funcionamento do conversor DC/DC do tipo abaixador/elevador é baseado na transferência de energia pela bobina. A equação (2.11) define a energia armazenada na bobina, com o valor  $L$  a representar o valor de indutância expresso em Henry(H) e  $I_L$  o valor de pico da corrente que circula na bobine em Ampere(A).

$$E_L = \frac{1}{2} * L * I_{Lpk}^2 \quad (2.11)$$

No funcionamento do conversor como abaixador, durante o período de  $t_{on}$ , o valor de energia armazenada na bobina aumenta, atingindo o valor máximo de corrente ( $I_{pk}$ ) no final desse período. De seguida, no período  $t_{off}$  o valor de energia na bobina diminui.

No funcionamento do conversor como elevador durante o período  $t_{on}$  a bobina aumenta o seu valor de carga energética, descarregando durante o período  $t_{off}$ .

Um aspeto relevante do conversor a funcionar de forma estável, com o valor de *duty-cycle* e frequência de comutação constante o valor máximo( $I_{Lmax}$ ) e o valor mínimo( $I_{Lmin}$ ) deverão ser iguais para n períodos de funcionamento, produzindo um valor de ripple constante  $\Delta I_L$ .

### 2.5.3.1 Modos de Condução

Existem assim 3 modos de condução possíveis no conversor, que podem ser definidos pela frequência de comutação, duty-cycle, valor médio da corrente e valor de indutância da bobina. Modificando estas variáveis é possível modificar o valor de ripple da corrente e consequentemente alterar o modo de condução. Os três modos de condução referidos na literatura são[31]:

- Modo de condução descontínuo;
- Modo de condução crítico;
- Modo de condução contínuo.

Na figura 2.25 são apresentadas as formas de onda da corrente na bobina para os três modos de condução. Os gráficos foram obtidos recorrendo ao software PLECS, no qual se simulou funcionamento de três conversores do tipo elevador com frequência de comutação de 5000Hz, *duty-cycle* de 30% e corrente média de 5A. Cada um dos conversores diferia dos restantes apenas no valor da indutância da bobina. O período  $t_{on}$  indica o período de carga da bobina(PWM=1) e  $t_{off}$  o período de descarga da bobina(PWM=0) .

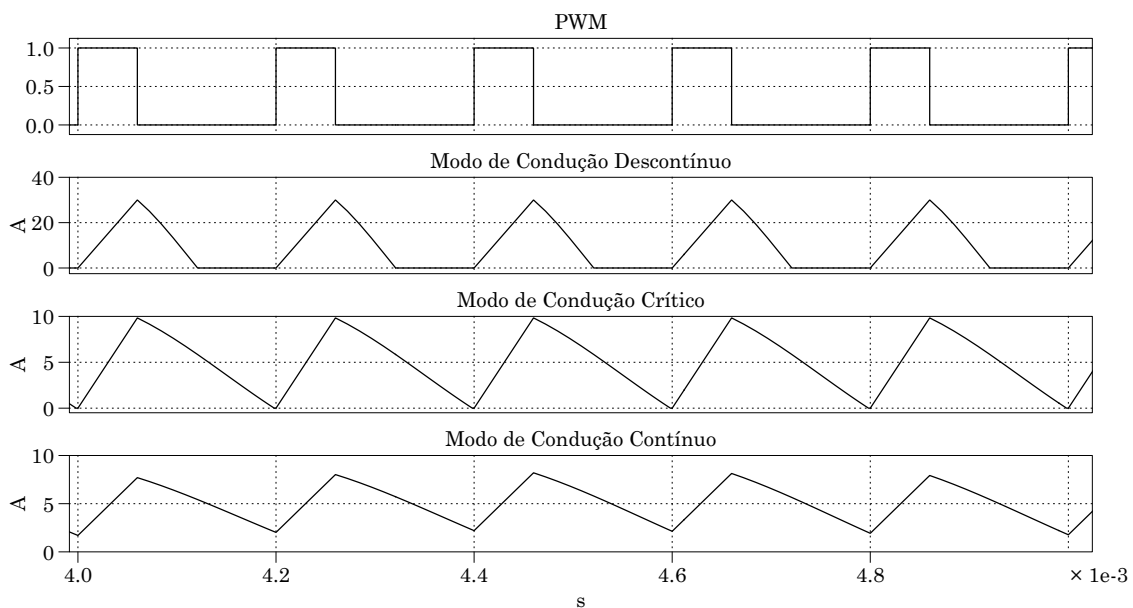


Figura 2.25: Modos de Condução.

No modo de condução descontínuo a energia armazenada pela bobina durante o período de  $t_{on}$  é totalmente fornecida à carga antes que o ciclo seguinte ocorra. Este modo apresenta a vantagem de exigir o menor valor de indutância e elevada eficiência no período de comutação. A elevada eficiência no período de comutação é explicada pela total descarga da bobina no ciclo anterior, com a corrente inicial igual a 0. No entanto as perdas por efeito de joule nos enrolamentos da bobina ( $p_{cobre} = R_L * I_{RMS}^2$ ) são significativas, o que é explicado pelo elevado valor eficaz da corrente ( $I_{RMS}$ ). Os sistemas de elevada potência não são dimensionados para funcionar neste modo de condução, por

apresentar o maior valor de pico da corrente ( $I_{Lpk}$ ), entre os três modos, elevado ripple de corrente e de tensão à saída.

No modo de condução crítico a energia armazenada no período  $t_{on}$  é totalmente fornecida à carga atingindo o valor 0 no momento em que se inicia um novo ciclo. Exige um valor de indutância superior ao do caso anterior, também conhecida por indutância crítica  $L_{crit}$ . As perdas de comutação serão idênticas ao modo de condução descontínuo. Neste modo o valor de corrente eficaz é o maior pelo que as perdas nos enrolamentos da bobina são as mais elevadas entre os três modos.

No modo de condução contínuo o valor de energia armazenada na bobina não é totalmente descarregada nos supercondensadores durante o ciclo T com ( $T = 1/f_{sw}$ ), em que  $f_{sw}$  representa a frequência de comutação em Hertz(Hz). Assim as vantagens deste modo são o baixo valor de ripple da corrente, baixo valor de corrente eficaz, menores perdas por efeito de joule na bobina. Contudo as perdas de comutação são elevadas diminuindo a eficiência global do conversor. O valor de indutância será o maior entre os três casos significando maior tamanho físico e maior custo económico. Contudo este modo de condução é recomendado em aplicações de elevada potência como por exemplo em sistemas de armazenamento.

### 2.5.3.2 Parâmetro r

O parâmetro r, que relaciona o valor de ripple e o valor médio da corrente, apresenta-se como um elemento crítico no dimensionamento da bobina de qualquer conversor. Deve ser dimensionado para a situação de maior valor de corrente à saída e menor valor de tensão à entrada. Este valor deve estar compreendido entre 0,3 e 0,5 independentemente da topologia e/ou aplicação, sendo por definição uma das primeiras constantes a definir.

$$r = \Delta I / I_L \quad (2.12)$$

De acordo com [32] o valor mais adequado de r é de 0,4. Este valor é válido para o modo de condução contínuo. Aumentando o valor de r obtêm-se um maior valor de indutância para gerir o mesmo valor de energia no mesmo período, no entanto diminuindo este valor não se obtêm uma redução significativa do mesmo.

## 2.6 Controlador PID

O controlador Proporcional Integrativo Derivativo (PID) é usado no processos de controlo, electrónica de potência, hidráulica, pneumática e na indústria[33]. Apresenta um bom desempenho ao mesmo tempo que a sua implementação apresenta custos reduzidos. Através de uma malha fechada, tal como a representada na figura 2.26 é calculada a diferença entre o valor de referência e variável do processo que se pretende controlar, obtendo-se o erro ( $e(t)$ ) do sistema. Este valor aplicado ao controlador gera o sinal adequado  $u(t)$  para que assim o sistema tenda para estabilidade.

O controlador PID é descrito pela equação (2.13)[33].

$$u(t) = k_p e(t) + \frac{k_p}{T_i} \int_0^t e(t) dt + k_p T_d \frac{\partial e(t)}{\partial t} \quad (2.13)$$

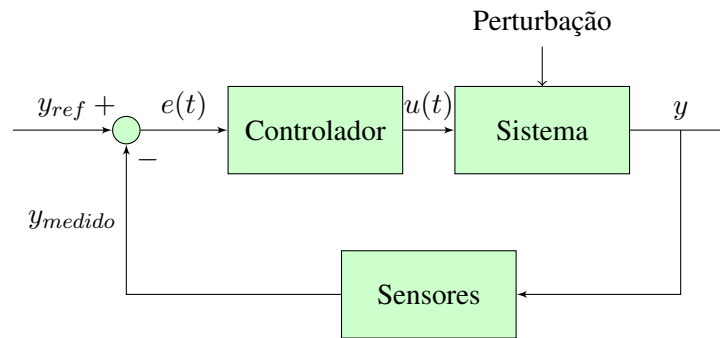


Figura 2.26: Controle em Malha Fechada.

O controlador é constituído por três termos: o ganho proporcional  $K_p$ , ganho integral  $K_i = \frac{k_p}{T_i}$  e pelo ganho derivativo  $K_d = k_p T_d$ .

A componente proporcional  $k_p$  produz um sinal de saída na proporção do valor do erro. Assim quanto maior o valor de  $k_p$  mais rápida a resposta do sistema. O aumento excessivo deste parâmetro pode gerar problemas de instabilidade e amplificação indesejada de ruídos presentes nas medidas[34].

A componente integrativa  $K_i$  permite acelerar a resposta do sistema ao atingir o valor de referência mais rapidamente ao corrigir o erro não nulo gerado pela ação do ganho proporcional. O parâmetro tempo integrativo  $T_i$  representa o tempo necessário para a saída do controlador seja atingido o valor de  $K_p$  para uma referência unitária. No caso de o valor de ganho integral ser demasiado baixo o sistema pode apresentar uma resposta lenta. Contrariamente com um valor de ganho integral elevado pode ocorrer a situação de sobre-elevação ou *overshoot* na qual o sistema pode ultrapassar o valor de referência antes de o atingir[34].

A componente derivativa  $K_d$  produz um sinal de saída que é proporcional à velocidade do erro. Este parâmetro permite uma ação antecipada do erro, diminuindo o tempo de resposta e melhorando a estabilidade do sistema. O tempo derivativo  $T_d$  corresponde ao intervalo de tempo que o controlo derivativo antecede a ação do controlo proporcional[34]. A sensibilidade a ruído de alta frequência leva a que esta componente não seja utilizada por exemplo em aplicações de eletrónica de potência, nas quais a frequência de comutação de semicondutores pode emitir este tipo de ruído.

O controlador PID pode ser utilizado de forma isolada como por exemplo: proporcional(P), Proporcional Integrativo (PI) e proporcional derivativo(PD)[35].

## 2.7 Semicondutores

Os dispositivos semicondutores são os principais componentes na eletrónica de potência. Atualmente mais de 70% de toda a energia eléctrica consumida é processada por circuitos e sistemas eléctricos constituídos por estes dispositivos[36].

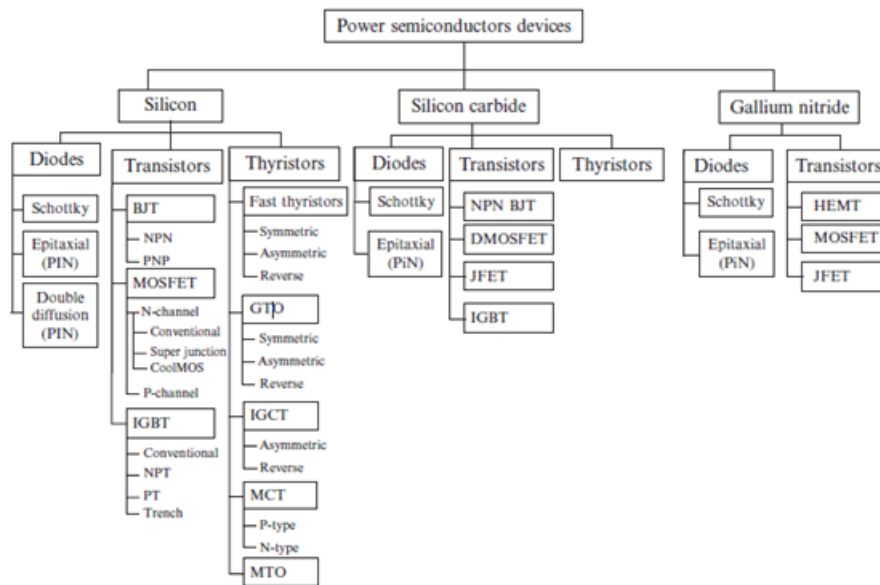


Figura 2.27: Dispositivos Semicondutores[36].

O silício ou *Silicon* (Si) continua a ser o elemento químico mais utilizado na produção de dispositivos semicondutores devido à sua abundância, alta capacidade de processamento e baixos custos de produção. A necessidade de os dispositivos semicondutores operarem com valores de tensão mais elevados, alta densidade de potência, frequências elevadas e temperaturas de junção superiores a 150° levou a que se procurassem outras soluções[36].

Mais recentemente surgiram dois novos semicondutores o Carboneto de Silício ou *Silicon Carbide* (SiC) e também o nitreto de gálio ou *Gallium Nitride* (GaN). Estes semicondutores permitiram alcançar estas condições de funcionamento apresentando simultaneamente reduções de tamanho e custo dos elementos passivos nos sistemas de eletrónica de potência[36]. Assim os dispositivos de nitreto de gálio GaN estão a substituir os semicondutores de silício Si em aplicações de baixa tensão (<1,2 kV) enquanto os de carboneto de silício SiC dominam a média e alta tensão (>1,7 kV), pois possibilitam frequências de comutação elevadas associadas a baixas perdas [37]. Por estas razões há um grande investimento no desenvolvimento de soluções utilizando estes semicondutores.

Relativamente aos dispositivos semicondutores aquele que domina a maioria das aplicações de média potência é o transistor bipolar de porta isolada ou em língua inglesa *Insulated Gate Bipolar Transistor* (IGBT)[36].

### 2.7.1 Transistor Bipolar de Porta Isolada

O IGBT é um semiconductor de potência recente tendo surgido na década de 80 do século XX. Podem ser constituídos por Si ou por SiC. Os IGBT's à base de Si são utilizados em aplicações cuja tensão se encontra entre os 200V e os 8400V como por exemplo, motores, robótica, transportes, indústria. Os IGBT's de SiC possibilitam, dadas as características do semiconductor, serem utilizados em sistemas que requerem tensões e potências superiores a 10kV e 100kW, respetivamente, sendo

a transmissão de energia em corrente contínua ou *High Voltage Direct Current* (HVDC) a aplicação mais conhecida[38][39].

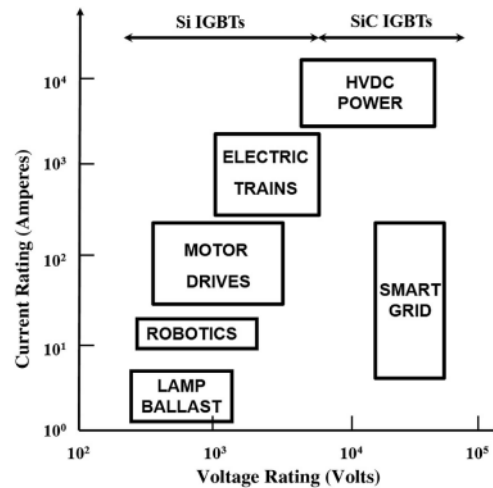


Figura 2.28: Espectro de Utilização do IGBT[38].

### 2.7.2 Circuito elétrico equivalente do IGBT

O IGBT pode numa análise simplificada ser entendido como um Transistor Bipolar de Junção (TBJ), controlado em corrente através de um *Metal-Oxide Semiconductor Field-Effect Transistor* (MOSFET), como ilustrado na figura 2.29a. Desta forma, foi possível combinar as características de ambos como por exemplo a baixa queda de tensão do TBJ e a facilidade de controlo *on/off* do MOSFET e assim obter um semiconductor controlado em tensão e aplicado em sistemas de potência elevada.

O MOSFET têm as seguintes características: é controlado por tensão, exige os mesmos circuitos de disparo que os MOSFET's de potência e a velocidade de comutação é maior que os transistores bipolares. O TBJ apresenta uma queda de tensão inferior à do MOSFET, não possui diodo intrínseco inverso quando inversamente polarizado entre o dreno e a fonte, sendo esta a razão pela qual, quando é necessário esse modo de condução, se coloca um diodo em antiparalelo. O IGBT permite em relação ao MOSFET de potência, obter uma eficiência energética superior devido ao baixo valor de queda de tensão entre o coletor e o emissor durante a condução para situações de potência elevada, independentemente da temperatura de junção.

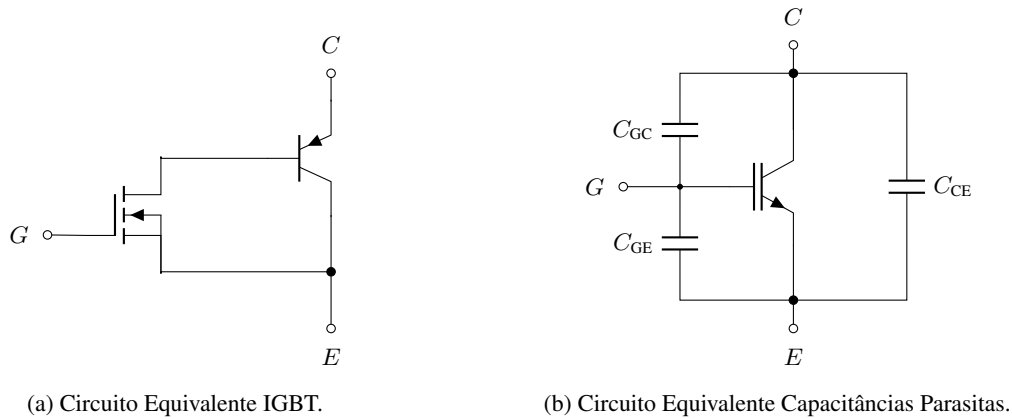


Figura 2.29: Circuitos Equivalente do IGBT.

### 2.7.3 Modelo Térmico Equivalente do IGBT

A modelização térmica de semicondutores usados em aplicações de eletrônica de potência, como por exemplo a tração elétrica, desempenha um papel fundamental para assegurar a longevidade e a redução de tamanho dos componentes, aumento do desempenho e da eficiência, bem como assegurar a fiabilidade do sistema e auxiliar no dimensionamento do sistema de dissipação térmica[40][41]. Em [42] é referido que mais de metade das falhas em módulos de IGBT's estão relacionados com *stress* térmico cíclico o que demonstra a importância do dimensionamento térmico de forma a diminuir a probabilidade de falhas.

#### 2.7.3.1 Elementos do modelo térmico

Os principais elementos que constituem o modelo térmico são : temperatura, fluxo térmico, resistência térmica e a capacidade térmica. A construção do circuito térmico apresenta semelhanças à de um circuito elétrico pelo que pode estabelecer uma correspondência entre os termos do domínio térmico e elétrico. Na tabela 2.6 são apresentados de forma sumária a sua correspondência e as respetivas fórmulas.

A resistência térmica  $R_{th}$  expressa em  $^{\circ}\text{C W}^{-1}$  representa a resistência à condução do calor por um dado material. Corresponde ao quociente entre a variação de temperatura entre o ponto 1 e 2 ( $\Delta T = T_1 - T_2$ ) e o fluxo térmico  $P$ [40], expressos em  $^{\circ}\text{C}$  e em  $\text{W}$ , respetivamente.

$$R_{th} = \frac{\Delta T}{P} \quad (2.14)$$

A capacidade térmica  $C_{th}$  expressa em  $\text{J } ^{\circ}\text{C}^{-1}$  mede o armazenamento interno de energia de um dado material[46], definindo o fluxo de calor necessário para variar a temperatura, em uma unidade por segundo, de um meio sólido ou líquido[43]. A variação do fluxo de calor  $dQ$  está diretamente relacionada com a variação de temperatura  $d\theta$  de um material de massa  $m$ , expressa em  $\text{kg}$  e de calor

Tabela 2.6: Domínio Térmico vs Domínio Elétrico[43][40][44][45].

Domínio Elétrico	Fórmula Elétrica	Domínio Térmico	Fórmula Térmica
Resistência Elétrica $R_{el}(\Omega)$	$R_{el} = \frac{\Delta V}{I}$	Resistência Térmica $R_{th}(\text{°C W}^{-1})$	$R_{th} = \frac{\Delta T}{P}$
Carga elétrica $q(\text{C})$	$q = C_{el}\Delta V$	Calor $Q(\text{J})$	$Q = C_{th}\Delta T$
Capacidade Elétrica $C_{el}(\text{F})$	$C_{el} = \frac{q}{\Delta V}$	Capacidade Térmica $C_{th}(\text{J °C}^{-1})$	$C_{th} = \frac{Q}{\Delta T}$
Diferença de Potencial $\Delta V(\text{V})$	$\Delta V = R_{el} \cdot I$	Diferença de Temperatura $\Delta T(\text{°C})$	$\Delta T = R_{th} \cdot P$
Corrente Elétrica $I(\text{A})$	$I = \frac{\Delta V}{R_{el}}$	Fluxo Térmico $P(\text{W})$	$P = \frac{\Delta T}{R_{th}}$

específico  $c$ , expresso em  $\text{J kg}^{-1} \text{°C}^{-1}$ [43].

$$\begin{aligned}
 dQ &= m \cdot c \cdot d\theta \\
 \Leftrightarrow \frac{dQ}{d\theta} &= m \cdot c \\
 \Leftrightarrow C_{th} &= m \cdot c
 \end{aligned}
 \tag{2.15}$$

### 2.7.3.2 Modelo Cauer

Os modelos térmicos mais referidos na literatura são o modelo *Cauer* e o modelo *Foster*.

O modelo Cauer consiste na representação mais fidedigna da constituição física do módulo de IGBT[41]. Assim, é necessário conhecer as propriedades das várias camadas do módulo desde o *chip* até à base ou *baseplate*.

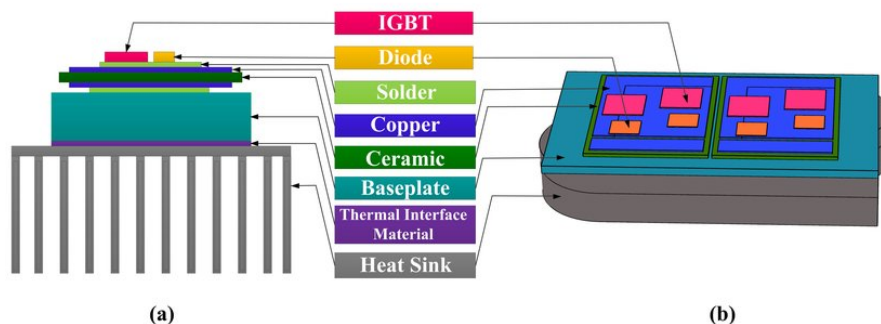


Figura 2.30: Constituição de um módulo de IGBT e Diodo[47].

Na figura 2.30 é apresentado o corte transversal genérico de um módulo distinguindo-se cada uma das suas camadas: *chip* (IGBT ou diodo), solda, cobre, cerâmica, *baseplate*. Para além do módulo é também apresentado o conjunto de dissipação constituído pelo Material de Interface Térmica (MIT)

ou *Thermal Interface Material* e o dissipador (*heatsink*). O MIT permite diminuir a resistência térmica entre a base do módulo e o dissipador.

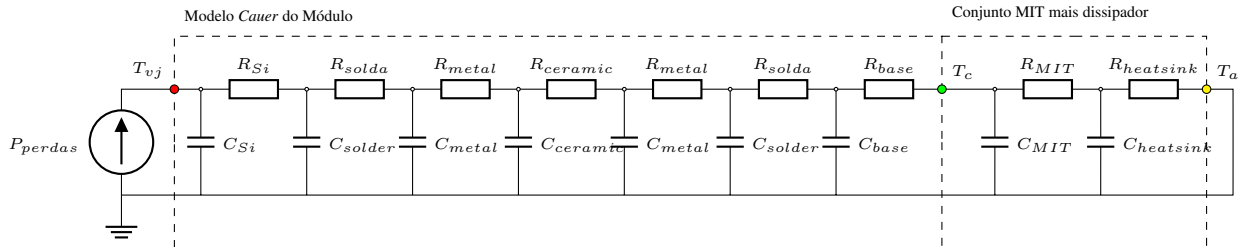


Figura 2.31: Modelo Cauer adaptado de[41].

A figura 2.31 representa o modelo Cauer. Cada uma das camadas é representada por uma resistência térmica ( $R_{th}$ ) e uma capacidade térmica ( $C_{th}$ ). As perdas no IGBT ou diodo ( $P_{perdas}$ ) são representadas como uma fonte de corrente. Contudo este modelo não é aplicado no desenvolvimento de sistemas em eletrônica de potência. A dificuldade em calcular os parâmetros e a necessidade de, para camadas mais espessas definir vários conjuntos R/C, torna este modelo difícil de obter[48].

### 2.7.3.3 Modelo Foster

O modelo *Foster*, representado na figura 2.32, é constituído por  $n$  conjuntos de resistências e capacidades térmicas em paralelo associadas em série. Em contraste com o modelo Cauer não é necessário detalhar as características de cada camada de material pelo que é o modelo utilizado na concepção de sistema de eletrônica de potência[41].

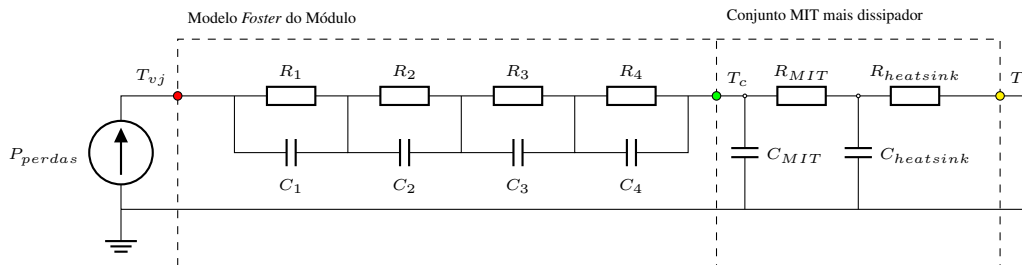


Figura 2.32: Modelo Foster adaptado de[41].

Neste modelo é obtida a curva de impedância térmica transitória  $Z_{th(j-c)}$  através de testes realizados de acordo com a norma IEC 60747-9 6.3.13.[48]. De seguida, normalmente pelo método dos mínimos quadrados, são obtidos 4 ou mais valores de resistência térmica e constante de tempo  $\tau$  e que são apresentados na folha técnica[41].

O valor de impedância térmica entre o chip e a base é calculada através da seguinte equação:

$$Z_{th(j-c)} = \sum_{i=1}^n R_i \left( 1 - e^{-\frac{t}{\tau_i}} \right) \quad (2.16)$$

## **2.8 Conclusão**

Ao longo deste capítulo foi abordado o estado atual de desenvolvimento dos principais conteúdos relacionados com o tema desta dissertação, como por exemplo sistemas de armazenamento e topologias de conversores CC/CC. Este estudo possibilitou a aquisição de novos conhecimentos e soluções, com o propósito de escolher a melhor abordagem para cumprir os objetivos estabelecidos.

## Capítulo 3

# Sistema de Armazenamento de Energia

### 3.1 Sumário

Neste capítulo é apresentado o dimensionamento do sistema de armazenamento a bordo do comboio da série 4000. Na secção 3.2 foram identificadas algumas características relevantes para este problema. Na secção 3.3 é demonstrada a análise dinâmica do comboio calculando o valor de energia elétrica consumida no período de aceleração e a energia recuperada em travagem. Por fim na secção 3.4 são apresentados os resultados do dimensionamento do banco de supercondensadores.

### 3.2 Comboio da Série 4000

As unidades automotoras elétricas da série 4000 da Comboios de Portugal (CP), igualmente conhecidas como comboios Alfa Pendular, ligam Faro até Guimarães, passando pelas principais cidades Portuguesas nomeadamente Lisboa, Coimbra, Aveiro, Porto e Braga. Faz parte do material circulante da CP desde 1999, ano em que foram adquiridas à empresa FIAT Ferroviaria, sendo atualmente o meio de transporte ferroviário mais rápido e eficiente em Portugal. Existem atualmente 10 comboios desta série em circulação[49].

É constituído por 6 carruagens divididas em duas classes, conforto e turística, totalizando 299 lugares sentados.



Figura 3.1: Comboio da Série 4000 da CP[49].

De forma a dimensionar o banco de supercondensadores foram levantadas as principais características, que podem ser consultadas na tabela 3.1.

Tabela 3.1: Características do Comboio da Série 4000 da CP[50].

Características	Valor	Unidade
Peso	298300	kg
Velocidade máxima	220	km/h
Potência elétrica	4	MW
Esforço mecânico de tração no arranque(T1)	210	kN
Esforço mecânico de tração à velocidade máxima	12,5	kN
Esforço mecânico de travagem dinâmica(B1)	165	kN
Esforço mecânico de travagem dinâmica à velocidade máxima	72	kN

O objetivo passa por dimensionar um sistema de armazenamento a bordo deste comboio de forma a torná-lo mais eficiente do ponto de vista energético, armazenando energia no período de travagem dinâmica ou regenerativa e diminuindo a dependência da rede elétrica no período de aceleração.

### 3.3 Análise Dinâmica ao Comboio

#### 3.3.1 Perfil de Condução

O perfil de condução de um comboio entre duas estações apresenta 4 fases: aceleração, cruzeiro, coasting, e travagem. A fase de aceleração compreende o período temporal em que o comboio partindo da posição de repouso atinge a velocidade desejada, apresentando valor de aceleração diferente de 0 m/s. Na fase de cruzeiro o comboio circula a uma velocidade constante, normalmente à velocidade máxima, e aceleração nula. Na fase de coasting os motores de tração são desligados e o comboio circula devido à inércia do mesmo. Na travagem podem atuar os motores elétricos, que passam a funcionar em modo de travagem regenerativa e/ou os travões mecânicos ou de serviço para imobilizar o comboio.

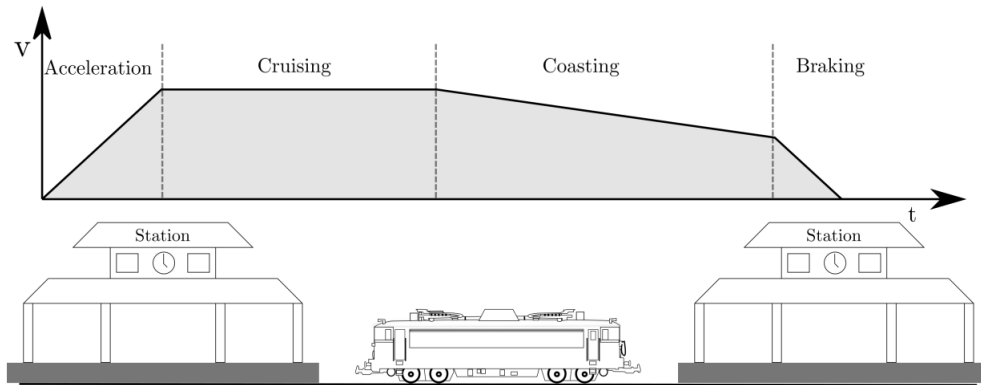


Figura 3.2: Perfil de Condução Entre Duas Estações[1].

### 3.3.2 Forças

O primeiro passo é identificar as forças aplicadas ao comboio que permitem a sua aceleração e travagem. A equação (3.1) permite calcular a força aplicada ao comboio em que  $F_T$  representa a força de tração aplicada no período de aceleração e que tem valor positivo e  $F_B$  a força de travagem com valor negativo aplicada na fase de travagem.

$$F = F_T - (F_B + F_R + F_G) \quad (3.1)$$

A força gravítica,  $F_G$ , causada pelos declives do percurso é definida pela equação (3.2):

$$F_G = Mgsin(\theta) \quad (3.2)$$

em que  $M$  corresponde à massa do comboio, que para o Alfa Pendular é igual a 298300 kg[50],  $g$  à aceleração gravítica e  $\theta$  ao ângulo do declive.

A força de resistência à tração,  $F_R$ , consiste numa equação polinomial de segundo grau em que os parâmetros A e B estão relacionados com a resistência mecânica e dependentes da massa do comboio. O parâmetro C está associado à resistência aerodinâmica[1]. Esta equação é conhecida na literatura por equação de Davis[51]. Os parâmetros A,B e C considerados[24] como valores aproximados para o caso do Alfa Pendular são iguais a 2000, 40 e 6,9 respetivamente.

$$\begin{aligned} F_R &= A + Bv + Cv^2 \\ F_R &= 2000 + 40v + 6,9v^2 \end{aligned} \quad (3.3)$$

A força de tração  $F_T$ , descrita pela equação (3.4) varia de acordo com a velocidade do comboio[1]. Para valores inferiores à velocidade de sincronismo é constante e para valores superiores é igual ao quociente entre a potência e a velocidade. A velocidade de sincronismo( $V_A$ ) corresponde ao valor a partir do qual os motores de indução deixam de funcionar na região de binário constante e passam a funcionar na região de potência constante.

$$F_t = \begin{cases} T_1 & v \leq V_A \\ \frac{T_1 V_A}{v} = \frac{P_{const}}{v} & v > V_A \end{cases} \quad (3.4)$$

Sabendo a partir de [50] que a força de tração  $T_1$  é igual a 210 kN e a potência  $P_A$  igual a 4 MW é possível calcular a velocidade de sincronismo pela equação (3.4).

$$V_A = \frac{P_A}{T_1} = \frac{4000000}{210000} = 19,0476m/s \quad (3.5)$$

Assim, substituindo em (3.4) pelos valores anteriores, obtêm-se:

$$F_T = \begin{cases} 210 * 10^3 & v \leq 19,0476m/s \\ \frac{4*10^6}{v} & v > 19,0476m/s \end{cases} \quad (3.6)$$

A força de travagem  $F_B$  do comboio apresenta uma resposta semelhante à de tração. No procedimento de travagem os motores de tração elétrica funcionam em modo de travagem regenerativa apenas para velocidades superiores a 15 km/h ( $V_{min}$ ) e para valores inferiores apenas atuam os freios de serviço[4][50]. Assim,  $F_B$  é descrita pela seguinte equação adaptada de[1]:

$$F_B = \begin{cases} \frac{B_1}{V_{min}} v & 0 \leq v \leq V_{min} \\ B_1 & V_{min} \leq v \leq V_B \\ \frac{T_1 V_{sinc}}{v} = \frac{P_{const}}{v} & v > V_B \end{cases} \quad (3.7)$$

Recorrendo a informação disponibilizada em [50], para a travagem dinâmica o valor de  $B_1$  é igual a 165 kN. e para velocidade máxima, que é igual a 220 km/h ou 61,11 m/s, o valor de força  $B_{Vmax}$  é igual a 72 kN. A partir destes valores é possível calcular o valor de  $V_B$  e o valor de potência constante  $P_B$ .

$$V_B = \frac{B_{Vmax} V_{max}}{B_1} = \frac{72 * 10^3 * 61,11}{165 * 10^3} = 26,66m/s \quad (3.8)$$

Substituindo em (3.7) pelos valores fornecidos e calculados obtemos:

$$F_B = \begin{cases} \frac{165*10^3}{4,16} v & 0m/s \leq v \leq 4,16m/s \\ 165 * 10^3 & 4,16 \leq v \leq 26,66m/s \\ \frac{4,4*10^6}{v} & v > 26,66m/s \end{cases} \quad (3.9)$$

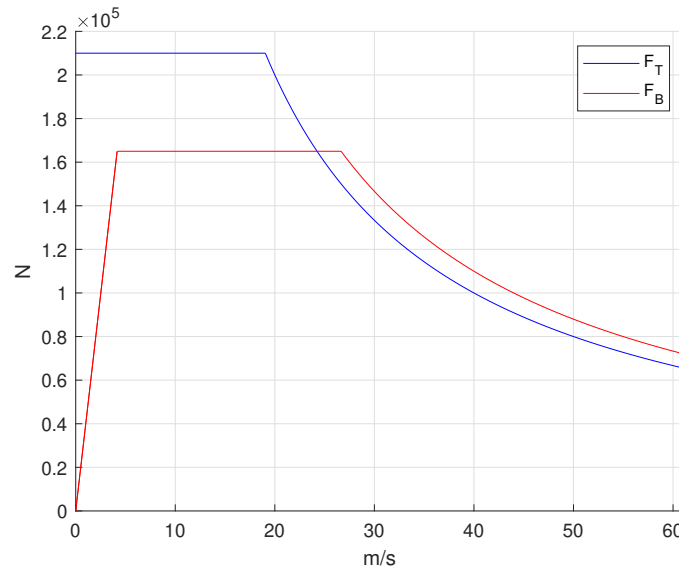


Figura 3.3: Forças de Tração( $F_T$ ) e Travagem( $F_B$ ) em Função da Velocidade.

### 3.3.3 Fase de Aceleração

A fase de aceleração num comboio que pesa 298300 kg representa um grande consumo de energia num curto espaço de tempo. Assim nesta secção será calculado tempo necessário para o comboio atingir a velocidade máxima partindo do repouso e a energia elétrica consumida no processo.

A partir das equações definidas em 3.3.2 podemos calcular o valor força de aceleração em função da velocidade:

$$F_{acel} = \begin{cases} 210 * 10^3 - (2000 + 40v + 6,9v^2 + 298300 * 9,8 * \sin(\theta)) & v \leq 19,0476m/s \\ \frac{4*10^6}{v} - (2000 + 40v + 6,9v^2 + 298300 * 9,8 * \sin(\theta)) & v > 19,0476m/s \end{cases} \quad (3.10)$$

Sabendo pela segunda lei de Newton que  $F_{acel} = m * a_{acel}$  podemos calcular o valor de aceleração do comboio em função da velocidade:

$$A_{acel} = \begin{cases} \frac{210*10^3}{298300} - \frac{210*10^3 - (2000+40v+6,9v^2+298300*9,8*\sin(\theta))}{298300} & v \leq 19,0476m/s \\ \frac{4*10^6}{v*298300} - \frac{2000+40v+6,9v^2+298300*9,8*\sin(\theta)}{298300} & v > 19,0476m/s \end{cases} \quad (3.11)$$

Tendo por base a equação apresenta em (3.11) é possível definir a equação que permite calcular a velocidade do comboio para um determinado instante. A equação é a seguinte:

$$v(t_i) = v(t_{i-1}) + a_{acel}(v(t_{i-1})) * \Delta t \quad (3.12)$$

Substituindo em 3.12 as equações para os regimes de binário e potência constante obtemos:

$$v(t_i) = \begin{cases} v(t_{i-1}) + \frac{210 \cdot 10^3 - (2000 + 40v(t_{i-1}) + 6,9v(t_{i-1})^2 + 298300 \cdot 9,8 \cdot \sin(\theta))}{298300} * \Delta t & v \leq 19,0476 \text{ m/s} \\ v(t_{i-1}) + \frac{4 \cdot 10^6}{v(t_{i-1}) \cdot 298300} - \frac{2000 + 40v(t_{i-1}) + 6,9v(t_{i-1})^2 + 298300 \cdot 9,8 \cdot \sin(\theta)}{298300} * \Delta t & v > 19,0476 \text{ m/s} \end{cases} \quad (3.13)$$

Recorrendo ao código apresentado no anexo A foi calculado o tempo necessário para atingir a velocidade máxima. Assim, assumindo que o comboio se desloca em terreno plano ( $\theta = 0^\circ$ ) e partiu de repouso, o tempo necessário para atingir a velocidade de  $220 \text{ km/h}$  ou  $61,11 \text{ m/s}$  é de  $t_{final} = 192,4850 \text{ s} = 0,05345 \text{ h}$ , com um  $\Delta t = 0,001 \text{ s}$ .

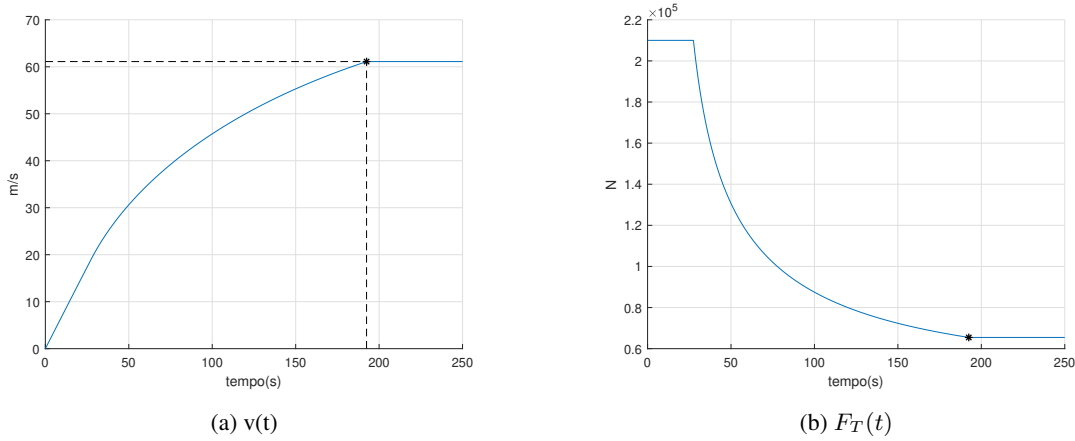


Figura 3.4: Gráficos de velocidade e força de tração em função do tempo.

O valor de potência mecânica  $P_{mec}$  é obtida pelo produto entre a velocidade e a força de tração para cada instante, como demonstrado pela equação (3.14).

$$P_{mec} = v(t) * F_T(t) \quad (3.14)$$

Após o cálculo da potência mecânica é possível obter a energia consumida pelo comboio integrando o valor potência mecânica num determinado período de tempo. Pelos cálculos efetuados a energia consumida no período de aceleração é igual a:

$$E_{mec} = \int_{t_{inicial}}^{t_{final}} P_{mec} dt = \int_0^{0.05345} P_{mec} dt = 198,61 \text{ kWh} \quad (3.15)$$

Assim, a energia elétrica consumida pelo comboio, considerando um rendimento do motor  $\eta_m$  de 80% e dos conversores  $\eta_{conv}$  de 95% [52] no período de aceleração é igual a:

$$E_{ele} = \frac{E_{mec}}{\eta_m * \eta_{retificador} * \eta_{inversor}} = 261,32 \text{ kWh} \quad (3.16)$$

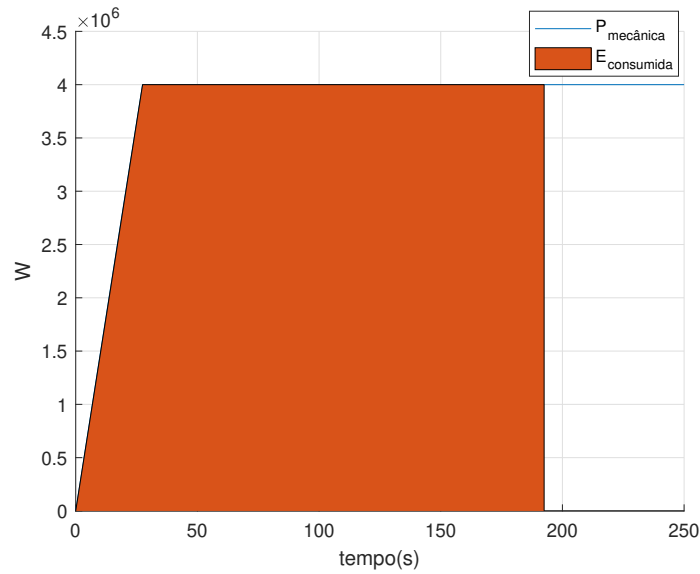


Figura 3.5: Gráfico da potência e energia mecânica consumidas no período de aceleração.

### 3.3.4 Fase de Travagem

A fase de travagem do comboio consiste no processo de imobilizar o comboio através de meios elétricos ou mecânicos. Por meios elétricos compreende-se a capacidade de os motores de tração utilizarem o potencial de travagem regenerativa que permite simultaneamente diminuir a velocidade e gerar energia elétrica que pode ser injetada na rede, dissipada em resistência ou armazenada a bordo. Por meios mecânicos compreende-se os travões mecânicos ou de serviço.

A travagem regenerativa, no comboio da série 4000 atua apenas para velocidades superiores a 15 km/h, com os travões mecânicos a executar imobilização do comboio para velocidades inferiores[50], numa situação normal. A força de travagem é definida pela equação (3.9).

Substituindo em (3.1) pelas equações (3.2), (3.5) e (3.9), obtêm-se a força de desaceleração do comboio ( $F_{decel}$ ).

$$F_{decel} = \begin{cases} \frac{165 \cdot 10^3}{4,16} + (2000 + 40v + 6,9v^2 + 298300 * 9,8 * \sin(\theta)) & 0m/s \leq v \leq 4,16m/s \\ 165 * 10^3 + (2000 + 40v + 6,9v^2 + 298300 * 9,8 * \sin(\theta)) & 4,16 \leq v \leq 26,66m/s \\ \frac{4,4 \cdot 10^6}{v} + (2000 + 40v + 6,9v^2 + 298300 * 9,8 * \sin(\theta)) & v > 26,66m/s \end{cases} \quad (3.17)$$

Sabendo que pela segunda lei de Newton  $F_{des} = m * a_{decel}$  é possível obter o valor de aceleração do comboio para o período de travagem.

$$a_{decel} = \begin{cases} \frac{165 \cdot 10^3}{4,16} + \frac{2000 + 40v + 6,9v^2 + 298300 * 9,8 * \sin(\theta)}{298300} & 0m/s \leq v \leq 4,16m/s \\ \frac{165 \cdot 10^3}{298300} + \frac{2000 + 40v + 6,9v^2 + 298300 * 9,8 * \sin(\theta)}{298300} & 4,16m/s \leq v \leq 26,66m/s \\ \frac{4,4 \cdot 10^6}{v * 298300} + \frac{2000 + 40v + 6,9v^2 + 298300 * 9,8 * \sin(\theta)}{298300} & v > 26,66m/s \end{cases} \quad (3.18)$$

A partir da equação (3.18) e recorrendo ao código do anexo A é possível pela equação (3.19) calcular o tempo necessário para imobilizar o comboio, partindo da velocidade máxima.

$$v(t_i) = v(t_{i-1}) + a_{decel}(v(t_{i-1})) * \Delta t \quad (3.19)$$

$$v(t_i) = \begin{cases} v(t_{i-1}) + \frac{165*10^3}{4,16} + \frac{2000+40v(t_{i-1})+6,9v(t_{i-1})^2+298300*9,8*\sin(\theta)}{298300} * \Delta t & 0m/s \leq v \leq 4,16m/s \\ v(t_{i-1}) + \frac{165*10^3}{298300} + \frac{2000+40v(t_{i-1})+6,9v(t_{i-1})^2+298300*9,8*\sin(\theta)}{298300} * \Delta t & 4,16m/s \leq v \leq 26,66m/s \\ v(t_{i-1}) + \frac{4,4*10^6}{v(t_{i-1})*298300} + \frac{2000+40v(t_{i-1})+6,9v(t_{i-1})^2+298300*9,8*\sin(\theta)}{298300} * \Delta t & v > 26,66m/s \end{cases} \quad (3.20)$$

Pelos cálculos efetuados o tempo que o comboio funcionou em modo de travagem regenerativa, ou seja a velocidade instantânea do comboio passou de 61,11 m/s para 4,16 m/s, foi de 124,6 segundos ou 0,0346 horas.

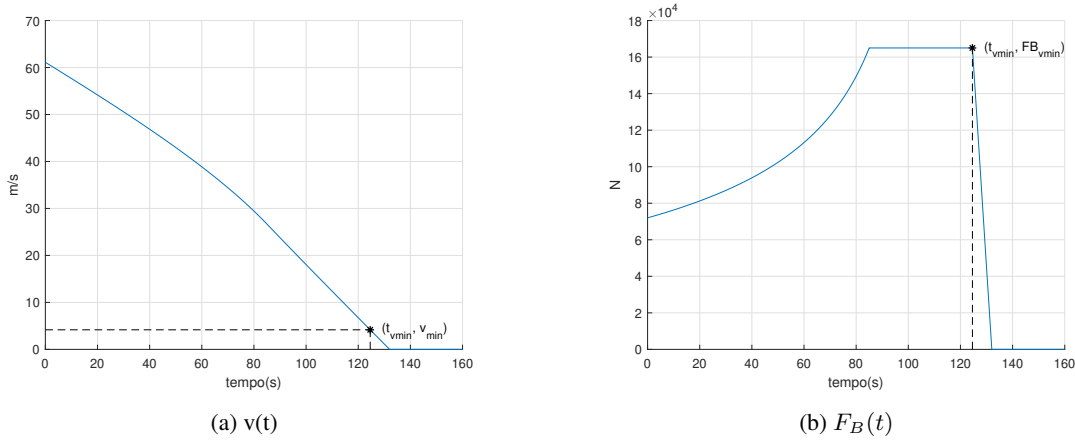


Figura 3.6: Gráficos de velocidade e força de travagem em função do tempo.

$$P_{mec} = v(t) * F_B(t) \quad (3.21)$$

Após o cálculo da potência mecânica de travagem do comboio pela equação (3.21) é calculada a energia mecânica de travagem pela equação (3.22).

$$E_{mec} = \int_{t_{inicial}}^{t_{final}} P_{mec} dt = \int_0^{0,0346} P_{mec} dt = 138,430kWh \quad (3.22)$$

Por fim é possível calcular a energia elétrica gerada pelo comboio na fase de travagem regenerativa. Neste cálculo recorre-se à energia mecânica de travagem, do comboio aplicando o rendimento dos elementos elétricos até ao sistema de armazenamento. É também introduzido o fator de disponibilidade ( $AF$ ), que representa a percentagem de potência mecânica de travagem que pode ser usada pelo sistema de travagem regenerativa[52], podendo tomar o valor entre 20% e 30% [52].

$$AF = \frac{P_{eleregen}}{P_{mec}} \quad (3.23)$$

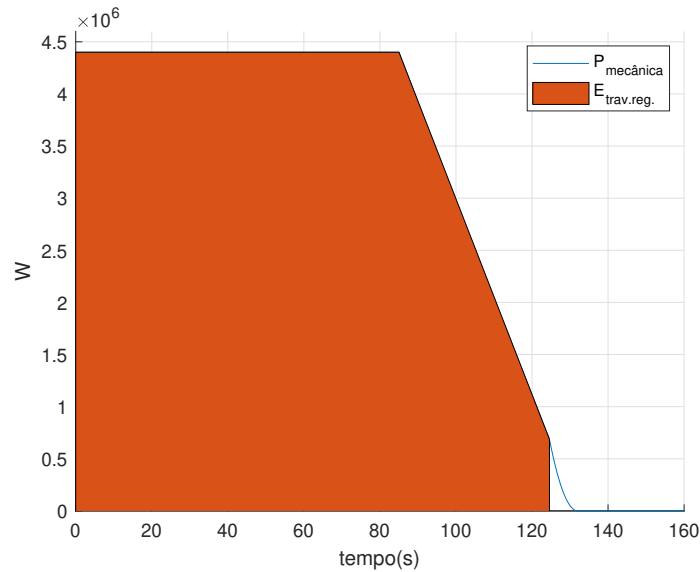


Figura 3.7: Gráfico da potência e energia mecânica no período de travagem.

Para o cálculo foi considerado um rendimento do motor de 80%, do inversor de 95%, do conversor DC/DC de 95% e dos supercondensadores de 95%, valores de acordo com[52] e um fator de disponibilidade de 30%.

$$E_{gerada} = \eta_m * \eta_{inversor} * \eta_{conversor} * \eta_{SC} * AF * E_{mec} = 28,486 kWh \quad (3.24)$$

Conclui-se que a energia gerada na travagem regenerativa do comboio Alfa Pendular existe o potencial de recuperar 28.486 kWh de energia o que representa 20.58% da energia mecânica de travagem total. A fator de disponibilidade considerado foi de 30% visto não existir informação deste parâmetro relativamente ao comboio da série 4000. Este fator apresenta um grande impacto no cálculo do valor de energia armazenável pelo que deverá ser realizado um estudo sobre o mesmo numa abordagem mais fidedigna do sistema real no futuro.

### 3.4 Dimensionamento do Banco de Supercondensadores

Partindo dos cálculos efetuados verifica-se que a capacidade do banco de supercondensador armazenar a energia recuperada deve ser no mínimo igual a 28,486 kWh. Sabendo que o comboio da série possui 2 sistemas de tração elétricos será necessário dividir o sistema de armazenamento em dois com a mesma capacidade. Desta forma, será dimensionado um banco com 15 kWh de capacidade. Para o dimensionamento foi escolhido o modelo XL60-2R7308-T da marca EATON, por ser recomendado para esta aplicação, por estar disponível no mercado à data desta dissertação e apresentar baixo custo(2,83€/uni[53]). Apresenta as seguintes características:

Tabela 3.2: Características do modelo XL60-2R7308T-R[53].

Características	Valor	Unidade
Capacidade	3000	F
Tensão máxima	2,7	V
Corrente máxima de carga e descarga	143	A
Resistência equivalente série	0,23	$m\Omega$
Potência máxima(2.6)	7900	W
Energia	3,0	Wh
Peso	0,515	kg
Volume	$611 * 10^{-4}$	$m^3$

Para a capacidade de 15kWh são assim necessários 5000 supercondensadores:

$$N_{SC} = \frac{E_{total}}{E_{1SC}} = \frac{15 \text{ kWh}}{0,003 \text{ kWh}} = 5000 \text{ unidades} \quad (3.25)$$

Dado que para construir o banco de supercondensadores é relevante ter em conta o processo de transporte e a instalação, a montagem em série e paralelo de 5000 supercondensadores não é viável. Por este facto, a abordagem modular apresenta-se como a melhor solução. O módulo construído a partir do modelo de supercondensadores XL60-2R7308T-R, possui as seguintes características:

Tabela 3.3: Características de um módulo de supercondensadores.

Características	Valor	Unidade
Número de SC em série	18	
Capacidade	166,6	F
Tensão máxima	48	V
Corrente máxima de carga e descarga	143	A
Resistência equivalente série	4,14	$m\Omega$
Potência máxima(equação:2.6)	140000	W
Energia	54,0	Wh
Peso	9,27	kg
Volume	0,011	$m^3$

Este módulo de supercondensadores deverá possuir sensores de temperatura, sistema de balanceamento passivo e respeitar as normas de segurança em vigor.

A construção do banco de supercondensadores passa por definir a tensão máxima do mesmo. De acordo com o fabricante, a tensão máxima para a montagem em série de supercondensadores é de 800 V, pelo que a tensão máxima do sistema de armazenamento será de 750 V.

$$N_{módulos} = \frac{E_{total}}{E_{1mod}} = \frac{15 \text{ kWh}}{0,054 \text{ kWh}} \approx 278 \text{ módulos} \quad (3.26)$$

Partindo deste pressuposto as características do banco, que permite armazenar 15 kWh de energia, são apresentadas na tabela 3.4.

Tabela 3.4: Características do banco de supercondensadores.

Características	Valor	Unidade
Número de módulos em série	16	
Número de <i>strings</i> em paralelo	18	
Número total de módulos	288	
Capacidade	187	F
Tensão máxima	768	V
Corrente máxima de carga e descarga	2574	A
Resistência equivalente série	3,68	$m\Omega$
Potência máxima(2.6)	38	MW
Energia	15319	Wh
Peso	2670	kg
Volume	3,2	$m^3$

Cada banco de supercondensadores possui aproximadamente 2670 kg de peso e 3,2  $m^3$  de volume.

Na figura (3.8) é apresentado o esquema de ligação dos módulos.

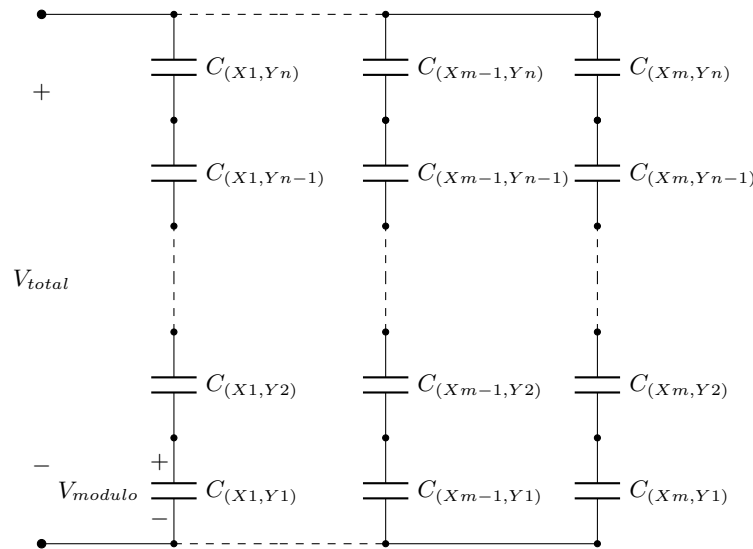


Figura 3.8: Esquema da ligação dos supercondensadores

### 3.5 Conclusão

Neste capítulo foi apresentado o estudo sobre o comboio Alfa Pendular bem como o dimensionamento do sistema de armazenamento para o mesmo. A apresentação das principais características técnicas do comboio e caracterização das fases de condução foi o ponto de partida, o que permitiu subsequentemente a análise da dinâmica e da energia consumida e gerada nas fases de aceleração e de travagem do comboio. Por fim, a partir dos dados de energia produzida na travagem regenerativa foi possível dimensionar de forma adequada o sistema de armazenamento baseado em supercondensadores.



## Capítulo 4

# Conversor Bidirecional Abaixador/Elevador

### 4.1 Sumário

Ao longo deste capítulo será apresentada a topologia do conversor que permitirá a interface entre o barramento CC do sistema de tração do comboio com os supercondensadores. Assim, será abordada a arquitetura do sistema, o princípio de funcionamento e o controlo.

### 4.2 Arquitetura do Sistema

O conversor será inserido num sistema que já é complexo com a existência de um conversor CA/CC ligado à rede elétrica e um conversor CC/CA que alimenta os motores de tração, em que estes já possuem sistema de sensores e controladores próprios. Assim, o objetivo será instalar um conversor CC/CC que cumpra o seu propósito, sem necessitar de alterar ou modificar todos os outros sistemas e controlos já existentes.

Partindo deste pressuposto será necessário obter informação, com recurso a sensores ao nível do barramento DC e dos supercondensadores, para que dessa forma o controlador possa definir qual o modo de funcionamento do mesmo.

### 4.3 Topologia do Conversor

O conversor CC/CC escolhido foi o abaixador/elevador. Este conversor apresenta as seguintes características, que contribuíram para a escolha desta configuração:

- Trânsito de potência bidirecional;
- Em modo de carga dos supercondensadores apresenta as características de funcionamento do conversor *buck* ou abaixador;
- Em modo de descarga dos supercondensadores apresenta as características de funcionamento do conversor *boost* ou elevador;
- Não possui isolamento galvânico, pelo que não necessita de transformador apresentando um tamanho mais compacto;
- Apresenta o menor número de elementos entre as várias topologias disponíveis, reduzindo-se os custos e a complexidade do sistema;

Assim sendo, o conversor escolhido será objeto de estudo relativamente ao seu funcionamento e controlo inserido no sistema de tração do comboio da série 4000.

Na figura 4.1 é apresentado o esquema do conversor bidirecional CC/CC constituído por 2 IGBT'S com diódo em antiparalelo, na configuração de meia ponte H, um bobina e pelo módulo de supercondensadores.

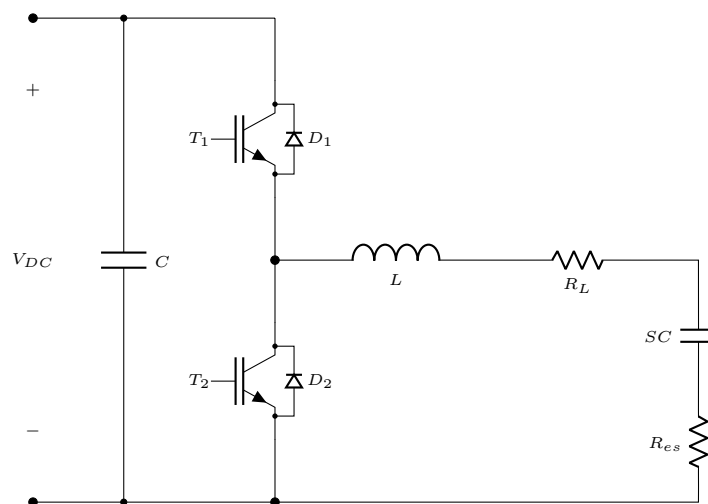


Figura 4.1: Esquema do conversor bidirecional DC/DC.

### 4.4 Modos de Funcionamento do Conversor

Neste ponto serão apresentadas as principais características de funcionamento do conversor nos seus dois modos de funcionamento: de carga e descarga dos supercondensadores.

#### 4.4.1 Modo de carregamento

O modo de carregamento será definido no período de travagem regenerativa do comboio. Assim, no período em que a energia regenerativa seria injetada na rede elétrica, esta será armazenada nos supercondensadores até atingir a sua capacidade máxima.

Em regime permanente o conversor apresenta as seguintes características:

- O trânsito de potência é no sentido do barramento DC para os supercondensadores;
- Opera no modo de condução contínua;
- A frequência de comutação é fixa e igual a  $f_{sw}$ , em Hz;
- Cada ciclo, em segundos é igual a  $T = \frac{1}{f_{sw}}$ ;
- Cada ciclo é dividido em dois períodos: o período de condução do transistor T1 ou  $t_{on}$  e o período de condução do diodo D2 ou  $t_{off}$ ;
- A tensão no barramento DC é sempre superior à tensão nos supercondensadores;

Na figura 4.2 é representado o funcionamento do conversor no modo de carregamento para o período  $t_{on}$ .

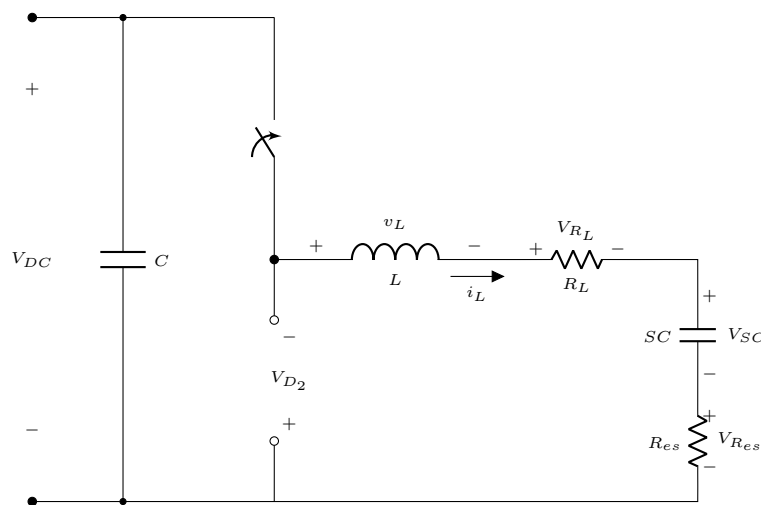


Figura 4.2: Esquema do conversor bidirecional DC/DC em modo de carregamento no período  $t_{on}$ .

Na análise do **período**  $t_{on}$  denotam-se as seguintes condições:

- No período de  $t_{on}$  temos  $t_{on} = DT$ , em que  $D$  corresponde ao *duty-cycle* que é igual a  $D = \frac{V_{total}}{V_{DC}}$ . Esta equação é também conhecida como função transferência do conversor *buck*.  $V_{DC}$  é igual à tensão no barramento DC e  $V_{total} = V_{SC} + V_{Res} + V_{RL}$  com  $V_{SC}$  igual à tensão nos supercondensadores,  $V_{Res}$  a queda de tensão na resistência equivalente série dos supercondensadores e  $V_{RL}$  igual à queda de tensão na resistência equivalente da bobina;

- O transistor T1 entra em condução e o díodo D2 fica inversamente polarizado;
- A tensão aos terminais do díodo é igual a :  $V_{D2} = -V_{DC}$ , ver figura(4.2);
- A corrente na bobina aumenta atingindo o valor máximo( $I_{L_{pk}}$ ) no fim do período  $t_{on}$ ;
- A tensão na bobina é igual a:

$$V_L = L \frac{di_L}{dt} = V_{DC} - V_{total} \quad (4.1)$$

- A tensão nos supercondensadores aumenta de acordo com equação(2.2);
- O *ripple* da corrente  $\Delta I_L$  é obtida pela seguinte equação:

$$\Delta I_L = \left( \frac{V_{DC} - V_{total}}{L f_{sw}} \right) D \quad (4.2)$$

- Para cada instante a potência fornecida pelo barramento DC é igual à potência nos supercondensadores  $P_{SC}$  mais as perdas do conversor. As perdas no conversor são iguais à soma das perdas de comutação e de condução do transistor  $p_{T1}$ , perdas por efeito de joule na resistência do cobre na bobina  $p_{R_L}$  e na resistência equivalente série dos supercondensadores ( $p_{R_{es}}$ ):

$$P_{DC} = P_{SC} + p_{T1} + p_{R_L} + p_{R_{es}} \quad (4.3)$$

Na figura 4.3 é representado o funcionamento do conversor para o modo de carregamento no período  $t_{off}$ .

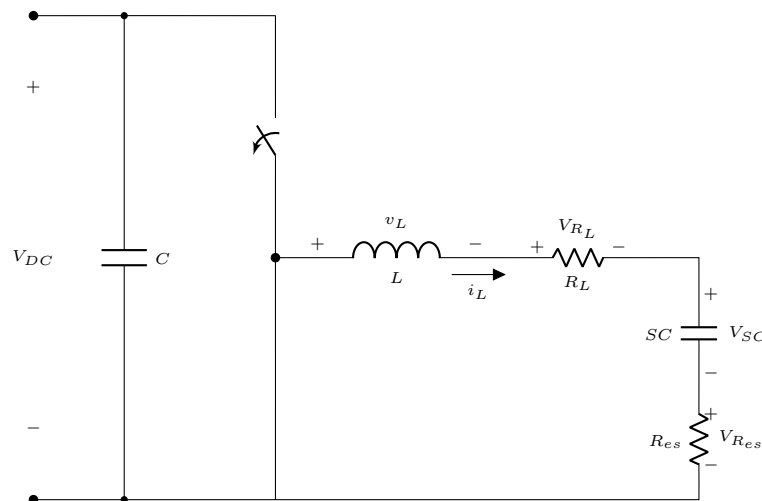


Figura 4.3: Esquema do conversor bidirecional DC/DC em modo de carregamento no período  $t_{off}$ .

Na análise do **período**  $t_{off}$  o conversor apresenta o seguinte comportamento:

- O período  $t_{off}$  em segundos é igual a  $t_{off} = (1 - D)T$ ;

- O transistor T1 abre deixando de conduzir e o diodo D2 fica diretamente polarizado, ver figura(4.3);
- A corrente na bobina diminui atingindo o valor mínimo( $I_{Lmin}$ ) no fim do período  $t_{off}$ ;
- O *ripple* da corrente  $\Delta I_L$  é obtida pela seguinte equação:

$$\Delta I_L = \left( \frac{V_{SC}}{L f_{sw}} \right) (1 - D) \quad (4.4)$$

- A tensão na bobina é igual a  $V_L = V_{SCtotal}$ ;
- A potência fornecida pelo barramento DC neste período é igual 0. Portanto, potência dissipada nos elementos é fornecida pela bobina.

Em modo de carregamento a tensão média na bobina é igual a 0 e o valor médio da corrente será igual à referência definida pelo sistema de controlo.

#### 4.4.2 Modo de descarga

O modo de descarga será ativado na fase de aceleração do comboio e permitindo diminuir os consumos relativamente à rede elétrica. Em regime permanente o funcionamento do conversor apresentará as seguintes características:

- O trânsito de potência é no sentido dos supercondensadores para o barramento DC;
- Opera no modo de condução contínua;
- A frequência de comutação será fixa e igual a  $f_{sw}$ , em Hz;
- Cada ciclo, em segundos é igual a  $T = \frac{1}{f_{sw}}$ ;
- Cada ciclo é dividido em dois períodos: o período de condução do transistor T2 ou  $t_{on}$  e o período de condução do diodo D1 ou  $t_{off}$ ;

Na figura 4.4 é representado o modo de descarga do conversor para o período  $t_{on}$ .

Durante o **período de**  $t_{on}$  :

- O período  $t_{on}$  é definido por  $T_{on} = DT$ ;
- O transistor T2 fecha e conduz e o diodo D1 fica inversamente polarizado isolando o barramento DC;
- O duty cycle é definido por  $D = 1 - \frac{V_{DC}}{V_{total}}$ ;
- O sentido da corrente é contrário ao do modo de carga pelo que por definição toma sempre valor negativo( $-I_L$ ),
- A corrente na bobina aumenta atingindo o valor máximo( $-I_{Lmax}$ ) no fim do período. A energia armazenada atinge também o valor máximo ;

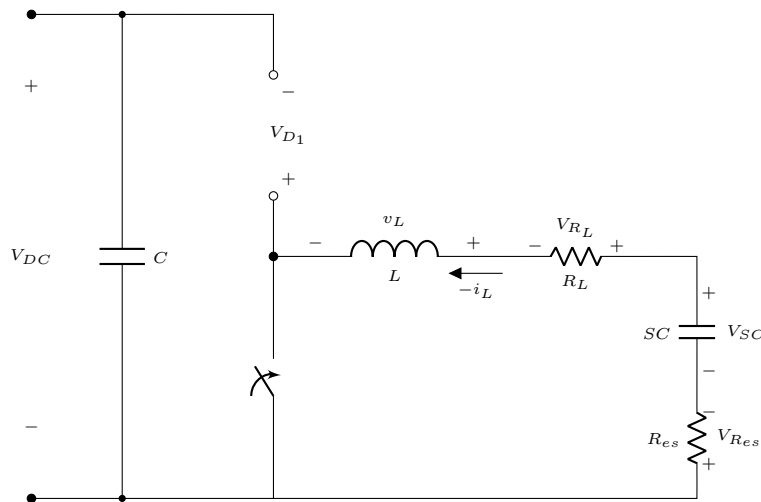


Figura 4.4: Esquema do conversor bidirecional DC/DC em modo de descarga no período  $t_{on}$ .

- A tensão na bobina neste período é igual à tensão dos supercondensadores:

$$V_L = -V_{SCtotal} \quad (4.5)$$

- O *ripple* da corrente  $\Delta I_{L_{t_{on}}}$  é obtido pela seguinte equação:

$$\Delta I_{L_{t_{on}}} = \left( \frac{V_{DC} - V_{total}}{L f_{sw}} \right) (1 - D) \quad (4.6)$$

- A tensão nos supercondensadores diminui neste período;
- Para cada instante a potência dissipada no circuito é fornecida pelos supercondensadores. A equação 4.7 permite calcular o valor dissipado no transistor T2, resistência da bobina e resistência equivalente série dos supercondensadores;

$$P_{SC} = p_{T2} + p_{R_L} + p_{R_{es}}; \quad (4.7)$$

Na figura 4.5 é representado o modo de descarga do conversor para o período  $t_{off}$ .

No período  $t_{off}$  temos:

- O período  $t_{off}$  é definido por  $T_{off} = (1 - D)T$ ;
- O transistor T2 abre e o díodo D1 fica diretamente polarizado conduzindo e fornecendo potência ao barramento DC;
- A corrente na bobina diminui pois é fornecida ao barramento DC a energia armazenada no período  $t_{on}$ ;

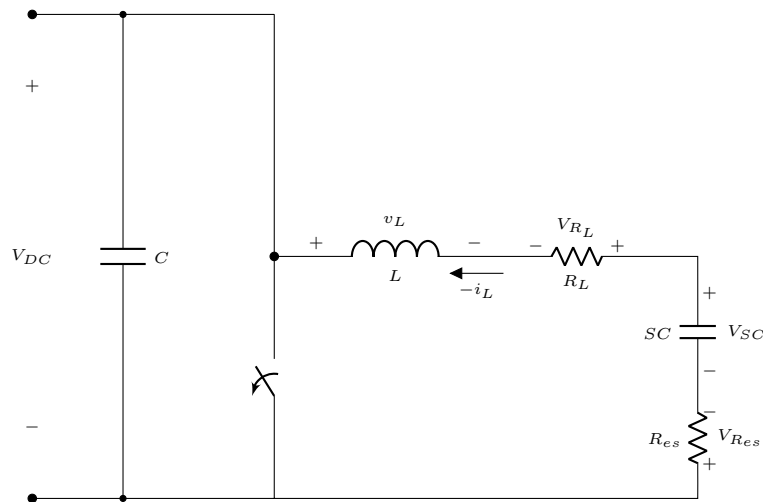


Figura 4.5: Esquema do conversor bidirecional DC/DC em modo de descarga no período  $t_{off}$ .

- A tensão na bobina neste período apresenta um valor positivo, pois tensão no barramento DC é superior à dos supercondensadores:

$$V_L = V_{DC} - V_{SC} \quad (4.8)$$

- O ripple da corrente  $\Delta I_{L t_{off}}$  é obtida pela seguinte equação:

$$\Delta I_{L t_{off}} = \left( \frac{V_{DC} - V_{total}}{L f_{sw}} \right) (1 - D) \quad (4.9)$$

- A potência fornecida pelos supercondensadores é igual à potência no barramento DC acrescida das perdas no diodo 1, resistência da bobina e resistência equivalente série dos supercondensadores. A equação 4.10 permite o cálculo de  $P_{SC}$ ;

$$P_{SC} = P_{DC} + p_{D1} + p_{R_L} + p_{R_{es}}; \quad (4.10)$$

## 4.5 Perdas no Conversor

### 4.5.1 Perdas na Bobina

As perdas na bobina, perdas de condução ( $p_{R_L}$ ) ou perdas no cobre correspondem à potência elétrica dissipada no enrolamento da bobina e são obtidas através da equação (4.11), na qual  $I_{L_{RMS}}$  corresponde à corrente eficaz na bobina.

$$p_{R_L} = R_L \times I_{L_{RMS}}^2 \quad (4.11)$$

O valor da corrente eficaz  $I_{L_{RMS}}$  é obtida pela equação (4.12),  $I_L$  representa a corrente média na bobina e  $\Delta I_L$  o valor de ripple da corrente[32].

$$I_{L_{RMS}} = I_L \left( \sqrt{1 + \frac{\Delta I_L^2}{12 \times I_L^2}} \right) \quad (4.12)$$

## 4.5.2 Perdas nos Semicondutores

### 4.5.2.1 Perdas no IGBT

As perdas no IGBT podem ser de condução e de comutação.

As perdas por condução são obtidas a partir do produto da queda de tensão entre o coletor e emissor ( $V_{CE}$ ) e a corrente no coletor ( $I_C$ ). Para aplicações com controlo PWM as perdas devem ainda ser multiplicadas pelo *duty-cycle*.

$$p_{condu_{IGBT}} = \frac{t_{on}}{t_{sw}} \int_0^{t_{sw}} V_{CE} \cdot I_C dt \quad (4.13)$$

É possível simplificar a fórmula, linearizando a mesma. A partir da curva característica da corrente  $I_C = f(V_{CE})$ , corrente no coletor em função da queda de tensão coletor emissor, para a temperatura de junção máxima  $T_{j_{max}}$  e queda de tensão *gate* emissor de 15V, tal como representado na figura 4.6.

$$p_{condu_{IGBT}} = (V_{CE0} \times I_{C_{medio}} + r_o \times I_{C_{RMS}}^2) \quad (4.14)$$

Na equação (4.14)  $V_{CE0}$  corresponde à queda de tensão coletor emissor para o estado *ON* e corrente  $I_C$  igual a 0,  $r_o$  obtida a partir do declive da curva característica representa a resistência coletor emissor para o estado *ON*. Estes parâmetros podem ser obtidos tal como descrito na figura 4.6.

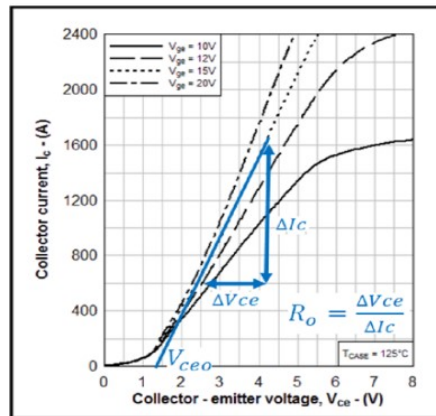


Figura 4.6: Exemplo de Gráfico  $I_C = f(V_{CE})$ [54].

As equações[55] que permitem calcular o valor de  $I_{C_{medio}}$  e de  $I_{C_{RMS}}$  são 4.15 e 4.16, respetivamente, em que  $\Delta I_C = I_{C_{max}} - I_{C_{min}}$ . As equações estão relacionadas com a forma de onda da

corrente no transístor que consiste num dente de serra com *offset*, para o modo de condução contínuo na bobina. Na figura 4.7 é demonstrada a forma de onda na corrente para um ciclo  $T$ .

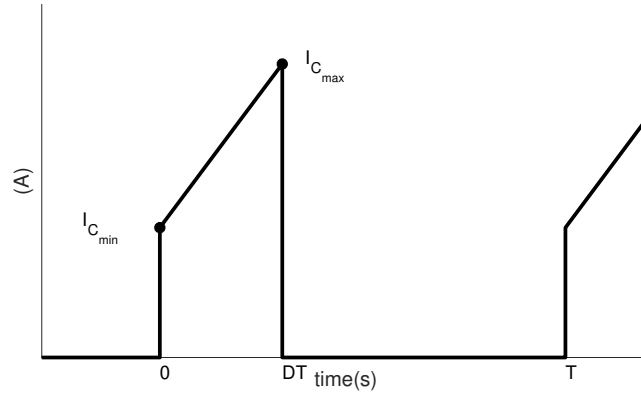


Figura 4.7: Gráfico da Corrente no Coletor para um ciclo  $T$ .

$$I_{C_{medio}} = D * \left( I_{C_{min}} + \frac{\Delta I_C}{2} \right) \tag{4.15}$$

$$I_{C_{RMS}} = \sqrt{D * \left( I_{C_{min}}^2 + I_{C_{min}} * \Delta I_C + \frac{\Delta I_C^2}{3} \right)} \tag{4.16}$$

As perdas por comutação ocorrem nos instantes em que o IGBT entra em condução e deixa de conduzir. A figura 4.8 apresenta estes períodos definidos pelos intervalos  $[t1, t2]$  e  $[t3, t4]$ .

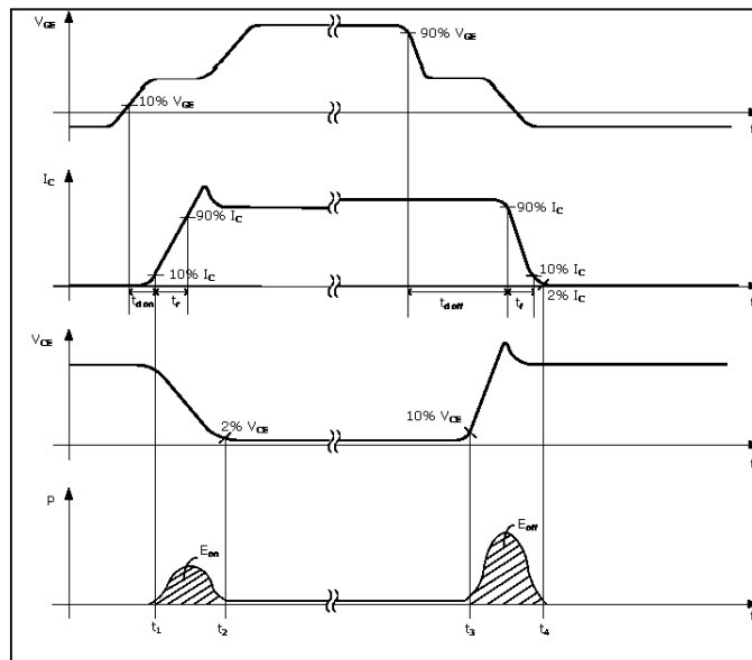


Figura 4.8: Gráficos Perdas por Condução e Comutação do IGBT[56].

As perdas por comutação podem ser calculadas pela equação(4.18) somando o valor de energia em Joule(J), dissipada nos dois períodos, multiplicada pela frequência de comutação[56].

$$\begin{aligned} E_{on} &= \int_{t_1}^{t_2} V_{CE} \cdot I_C dt \\ E_{off} &= \int_{t_3}^{t_4} V_{CE} \cdot I_C dt \end{aligned} \quad (4.17)$$

$$p_{comutacaoIGBT} = (E_{on} + E_{off}) \cdot f_{sw} \quad (4.18)$$

Assim as perdas totais no IGBT durante o funcionamento podem ser obtidas pela equação (4.19).

$$\begin{aligned} p_{IGBT} &= p_{conducaoIGBT} + p_{comutacaoIGBT} \\ p_{IGBT} &= (V_{CE0} \times I_{C_{medio}} + r_o \times I_{C_{RMS}}^2) + (E_{on} + E_{off}) \cdot f_{sw} \end{aligned} \quad (4.19)$$

#### 4.5.2.2 Perdas no Díodo

As perdas elétricas no díodo são divididas em perdas de condução e perdas de recuperação reversa.

As perdas de condução são obtidas de forma semelhante ao IGBT.

$$p_{condu_diodo} = \frac{t_{off}}{t_{sw}} \int_0^{T_{sw}} V_F \cdot I_F dt \quad (4.20)$$

A partir da curva característica  $I_F = f(V_F)$  apresentada na folha técnica do díodo é possível obter os parâmetros da equação(4.21).  $V_{F0}$  que corresponde à queda de tensão para  $I_F = 0$  e o parâmetro  $r_d$  corresponde à resistência do díodo obtida pelo cálculo do declive da curva para a temperatura de junção máxima  $T_{jmax}$ .

$$p_{condu_diodo} = (V_{F0} \times I_{F_{medio}} + r_o \times I_{F_{RMS}}^2) \quad (4.21)$$

Os valores de  $I_{F_{medio}}$  e de  $I_{F_{RMS}}$  são calculados a partir das equações 4.22 e 4.23, respetivamente, em que  $\Delta I_F = I_{F_{max}} - I_{F_{min}}$ . Na figura 4.9 é representada a forma de onda no díodo para um ciclo  $T$ .

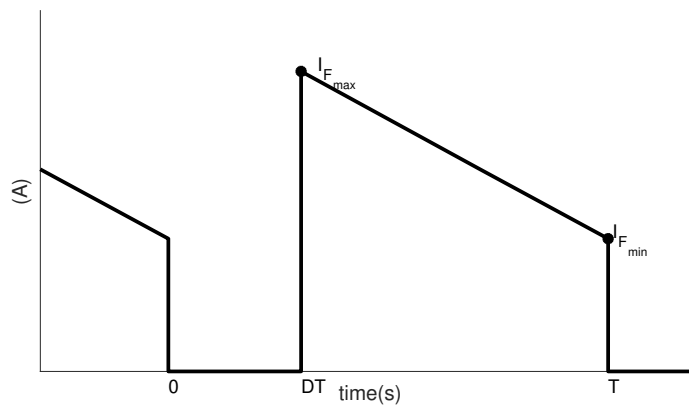


Figura 4.9: Gráfico da Corrente no Díodo para um ciclo  $T$ .

$$I_{F_{medio}} = (1 - D) * \left( I_{F_{min}} + \frac{\Delta I_F}{2} \right) \quad (4.22)$$

$$I_{F_{RMS}} = \sqrt{(1 - D) * \left( I_{F_{min}}^2 + I_{F_{min}} * \Delta I_F + \frac{\Delta I_F^2}{3} \right)} \quad (4.23)$$

As perdas por comutação no díodo ocorrem na transição entre o período  $t_{on}$  e o período  $t_{off}$ . Na figura 4.10 são apresentadas as curvas de queda de tensão e a corrente no díodo, neste processo. No instante em que o IGBT comuta e entra em condução a corrente no díodo diminui na mesma proporção que a corrente no IGBT aumenta até ao instante  $t'$ , no qual a corrente atinge o valor 0. Neste instante a corrente no díodo inverte o sentido num período designado de tempo de recuperação reversa ( $t_{rr}$ ). Neste período as cargas positivas regressam à camada-p e as cargas negativas à camada-n do díodo, pelo que a corrente inverte o sentido. O valor máximo da corrente de recuperação reversa  $I_{R_{max}}$  é atingido no instante  $t_{R_{max}}$ , com o IGBT ainda a não conduzir totalmente. Apenas quando a tensão aos terminais do díodo atinge o valor máximo ( $V_{R_{max}}$ ), a corrente no díodo é 0 e o IGBT conduz totalmente.

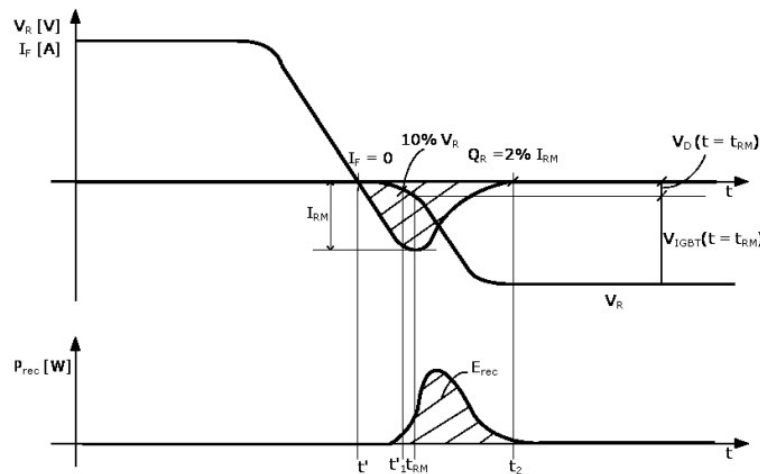


Figura 4.10: Gráficos Perdas por Comutação do Díodo[56].

As perdas por comutação são calculadas a partir da equação (4.24), no intervalo  $[t'_1, t_2]$  em que  $t'_1$  corresponde ao instante em que se atinge 10% de  $V_{R_{max}}$  e  $t_2$  ao instante em que é atingido 2% do valor máximo corrente de recuperação reversa.

$$E_{recu} = \int_{t'_1}^{t_2} V_R \cdot I_{RM} dt \quad (4.24)$$

Assim as perdas de recuperação reversa no díodo podem ser calculadas pela equação (4.25).

$$p_{recudiodo} = E_{recu} \times f_{sw} \quad (4.25)$$

## 4.6 Controlo

O principal objetivo do sistema de armazenamento é fornecer à carga um elevado valor de energia num determinado período temporal. Pelo estudo da *microgrid* do comboio, na secção 2.4.2, o controlo da tensão do barramento DC é realizado pelo retificador AC/DC que mantém a tensão constante no valor de 2200V DC. Por esta razão, o sistema de armazenamento irá funcionar como uma fonte de corrente. O conversor irá possuir um controlador que mantém a corrente na bobina num valor de referência, que é calculado de acordo com o método escolhido.

## 4.7 Conclusão

Ao longo deste capítulo foi descrito o funcionamento do conversor bidirecional para os modos de carga e descarga. Foram também apresentadas as equações para o cálculo de perdas, importantes para o dimensionamento do sistema de dissipação.

Em suma, este estudo permitiu uma melhor compreensão das características do conversor, facilitando o posterior dimensionamento e simulação.

## Capítulo 5

# Dimensionamento e Simulação do Funcionamento do Conversor

### 5.1 Sumário

Este capítulo é dedicado ao dimensionamento e simulação do conversor explicado no capítulo 4. Na secção 5.2 descreve-se o dimensionamento do conversor. Nas secções 5.3, 5.4, 5.5 são apresentadas as simulações em tempo contínuo, tempo discreto e modelo térmico, respetivamente, assim como os métodos de controlo sugeridos.

### 5.2 Dimensionamento do Conversor

Nesta secção o foco é o dimensionamento dos elementos constituintes do conversor como o módulo de IGBT's e bobina.

#### 5.2.1 Parâmetros do Conversor

Os parâmetros do conversor foram definidos com o objetivo de este ser facilmente instalado no sistema elétrico de tração do comboio. Assim, a tensão de entrada do conversor será igual à tensão do barramento DC, 2200 V DC. Os parâmetros do sistema de armazenamento dimensionado no capítulo 2 também permitem definir a corrente média no conversor que será igual a 2000A, permitindo assim manter uma margem de segurança para o valor de corrente de pico. A frequência de comutação selecionada foi de 1000 Hz. A escolha deste valor tem por objetivo minimizar o valor de perdas de comutação.

Na tabela 5.1 são descritos os parâmetros do conversor.

Tabela 5.1: Parâmetros do conversor.

Parâmetro	Valor	Unidade
Tensão Barramento DC ( $V_{DC}$ )	2200	V
Tensão máxima SA	750	V
Tensão mínima SA	150	V
Corrente média máxima no SA	2000	A
Frequência de Comutação ( $f_{sw}$ )	1000	Hz

### 5.2.2 Bobina

A bobina é um elemento relevante para o funcionamento estável do conversor. De forma a cumprir este objetivo é necessário calcular o valor de indutância de forma a definir o modo de condução do conversor.

O valor de indutância pode ser calculado a partir da equação 4.2.

$$L = \left( \frac{V_{DC} - V_{total}}{\Delta I_L f_{sw}} \right) D \quad (5.1)$$

Para o cálculo são conhecidas algumas constantes como a tensão no barramento DC ( $V_{DC} = 2200V$ ), a frequência de comutação  $f_{sw} = 1kHz$ , sendo a tensão  $V_{total}$  no sistema de armazenamento variável. Assim, o valor de indutância foi obtido de acordo com as seguintes permissas:

- Modo de condução contínua;
- Cálculo para o valor médio da tensão nos supercondensadores ( $V_{total} = 450V$ );
- O valor médio máximo da corrente é de 2000 A, definido pelo valor máximo do sistema de armazenamento;
- A razão de ripple ( $r = \Delta I_L / I_L$ ), para o instante em que  $V_{total} = 450V$ , deverá ser igual a 40%;

O valor obtido de indutância foi de  $L = 0,5mH$ .

Para avaliar se o conversor funciona dentro do valor recomendado de r, que é de 0,3 a 0,5 e no modo de condução contínuo são apresentados na tabela 5.2 os valores de ripple, corrente mínima e máxima para as tensões mínimas e máximas no SA.

Tabela 5.2: Valor de r para diferentes valores de tensão do SA.

Tensão SA (V) e Corrente(A)	$\Delta I_L$ (A)	r (%)	$I_{L_{min}}$ (A)	$I_{L_{max}}$ (A)
$V_{min} = 150$ V e $I_{L_{med}} = 2000$ A	349,43 A	15,90	1650,57	2349,43
$V_{med} = 450$ V e $I_{L_{med}} = 2000$ A	894,89 A	40,67	1105,11	2894,89
$V_{max} = 750$ V e $I_{L_{med}} = 2000$ A	1235,80 A	56,17	764,2	3235,8

### 5.2.3 Semicondutores

Os semicondutores devem ser dimensionados para suportarem entre 1.5 a 2 vezes a tensão máxima aos seus terminais. Assim, o módulo de IGBT com diódo em antiparalelo deve suportar uma tensão coletor emissor ( $V_{CES}$ ) superior a 2200V. Relativamente à corrente nominal esta deve ser superior à corrente de serviço, apesar de em pequenos períodos ser possível exceder esse valor sem danificar o semicondutor.

Com o objetivo de efetuar a simulação elétrica e térmica do conversor foi escolhido o modelo FZ1200R45KL3-B5[57] da Infineon por apresentar uma tensão  $V_{CES} = 4500V$  e uma corrente nominal de 1200 A. Este módulo consiste num *single switch* ou seja um IGBT com diódo em antiparalelo.

Assim para obter a meia ponte H que suporte os valores de corrente definidos são necessários 4 módulos, ou duas meias pontes em paralelo.

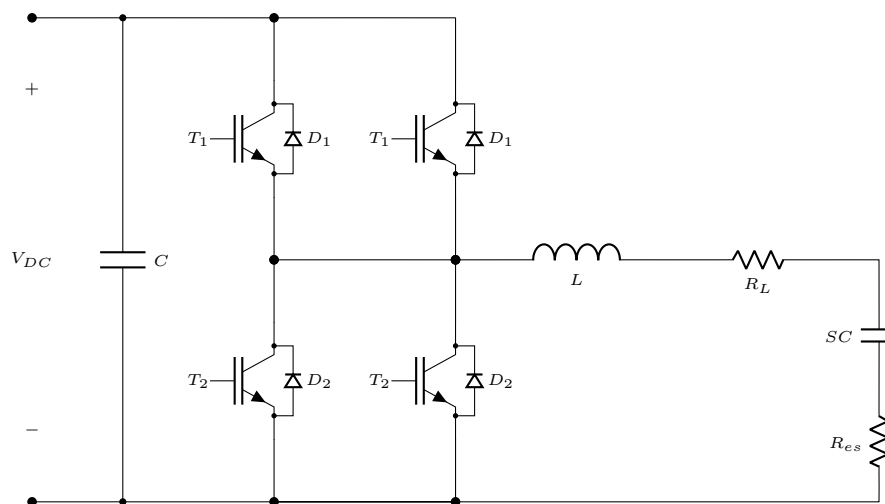


Figura 5.1: Esquema de Ligação dos Módulos.

A corrente nominal do conversor será igual a 2400 A. Recorrendo à simulação elétrica e térmica será validada esta solução.

## 5.3 Simulação do Conversor em Tempo Contínuo

Nesta secção procedeu-se à simulação do funcionamento do conversor DC/DC bidirecional. O circuito de potência, de modulação e controlo foram construídos no software PLECS.

### 5.3.1 Circuito de Simulação

O circuito de potência, apresentado na figura 5.2, é constituído por uma fonte de alimentação DC, condensador pertencente ao barramento DC com 36 mF [24], dois IGBT's com diódo em antiparalelo, uma bobina de 0,5 mH e pelo módulo de supercondensadores, representado por um condensador com 187 F.

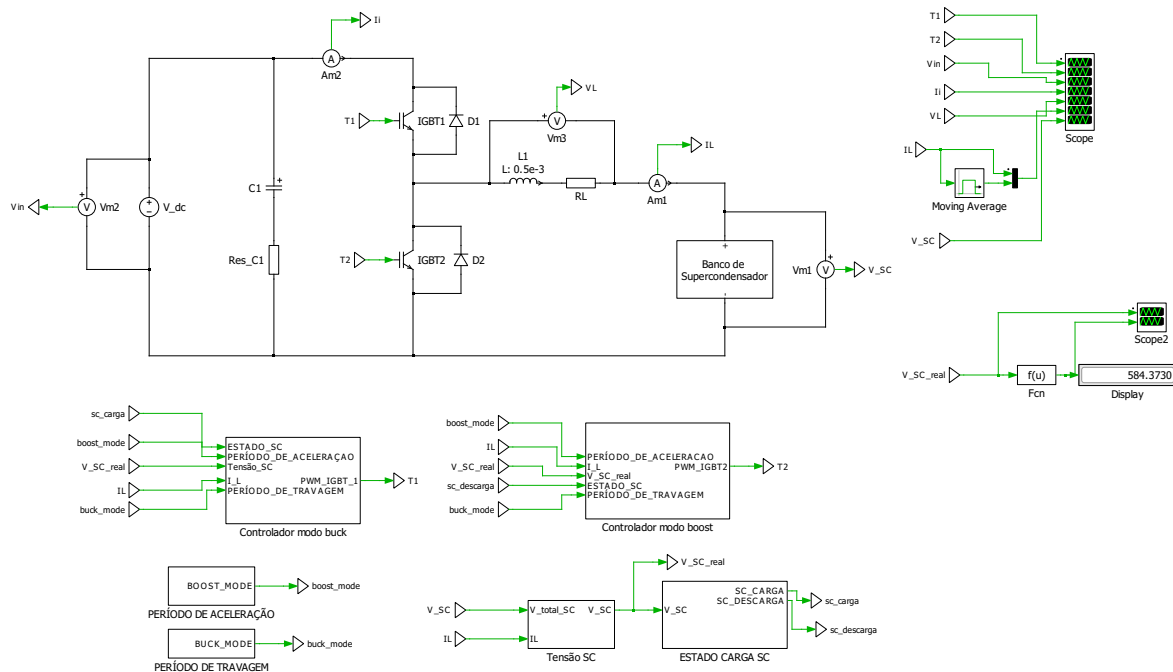


Figura 5.2: Simulação: Circuito de Potência e Controle.

### 5.3.2 Modulação

O circuito de modulação que consiste na técnica de modulação por largura de Pulso ou PWM, permite através da comparação entre um sinal de controlo, neste caso o *duty-cycle*, e de uma onda triangular, com uma frequência de 1000 Hz, gerar uma forma de onda de frequência idêntica à original que possibilita a comutação do transístor.

A figura 5.3 ilustra o circuito responsável por gerar o sinal de comando dos transístores a partir da comparação entre o sinal da referência calculado no controlo de corrente e a onda triangular.

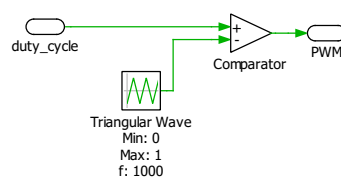


Figura 5.3: Simulação: Circuito de Modulação PWM.

### 5.3.3 Método de Controlo 1

Para simular o funcionamento do conversor DC/DC bidirecional foram construídos dois controladores: um para o modo de carga e outro para o modo de descarga.

Foi também necessário simular os estados lógicos dos períodos de aceleração e de travagem do comboio recorrendo aos blocos *steps* para nos intervalos definidos ser possível ativar os respetivos modos de funcionamento do conversor. Os modos de funcionamento do conversor são representados pelos blocos "Período de Aceleração" e "Período de Travagem".

Para gerir os estados de carga dos supercondensadores foi também construído o bloco "Tensão SC" que permite obter a tensão real do supercondensador, subtraindo a queda de tensão na resistência equivalente série e o bloco "Estado de Carga" que possibilita definir estados lógicos, que combinados com o sinal dos blocos "Período de Aceleração" e "Período de Travagem", através de um bloco *AND* ativam o respetivo modo de funcionamento do conversor.

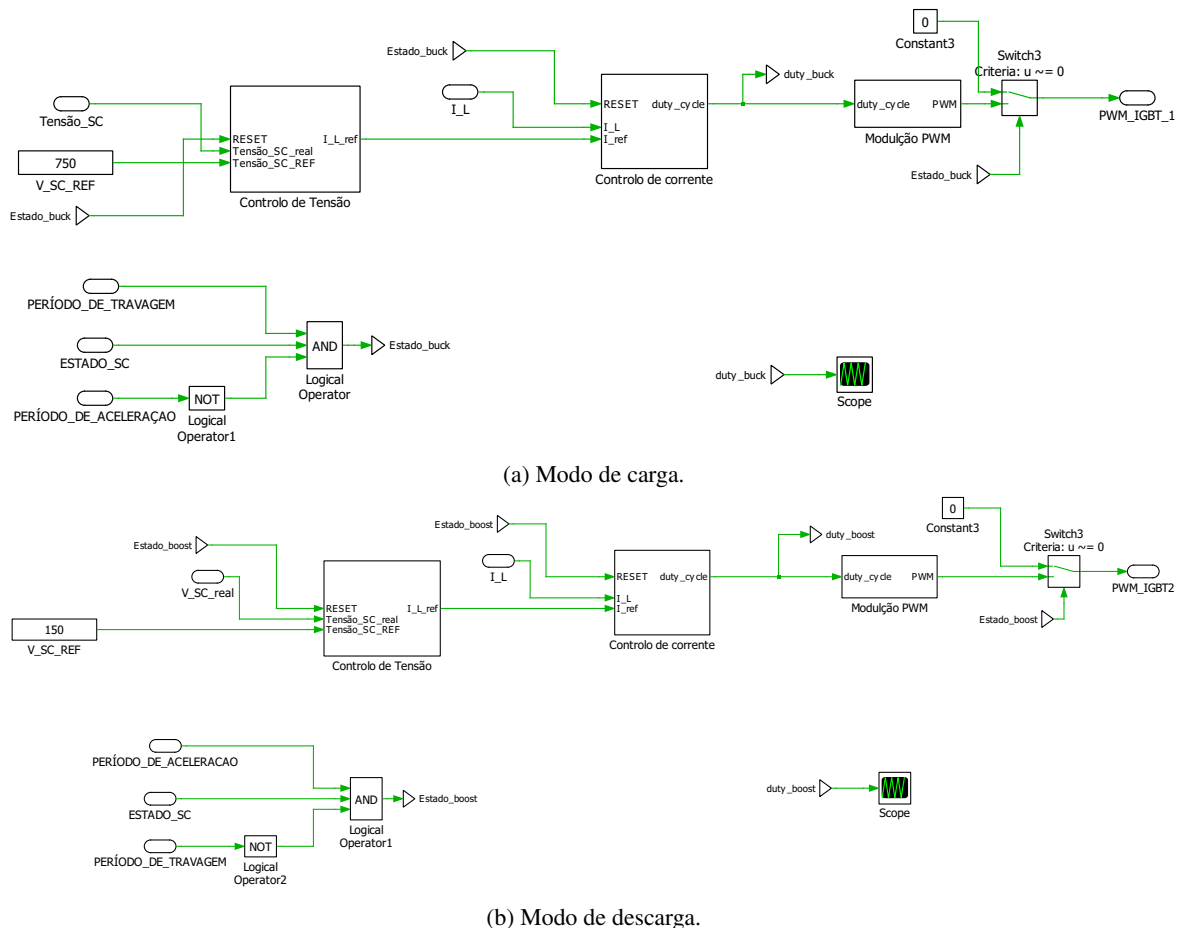
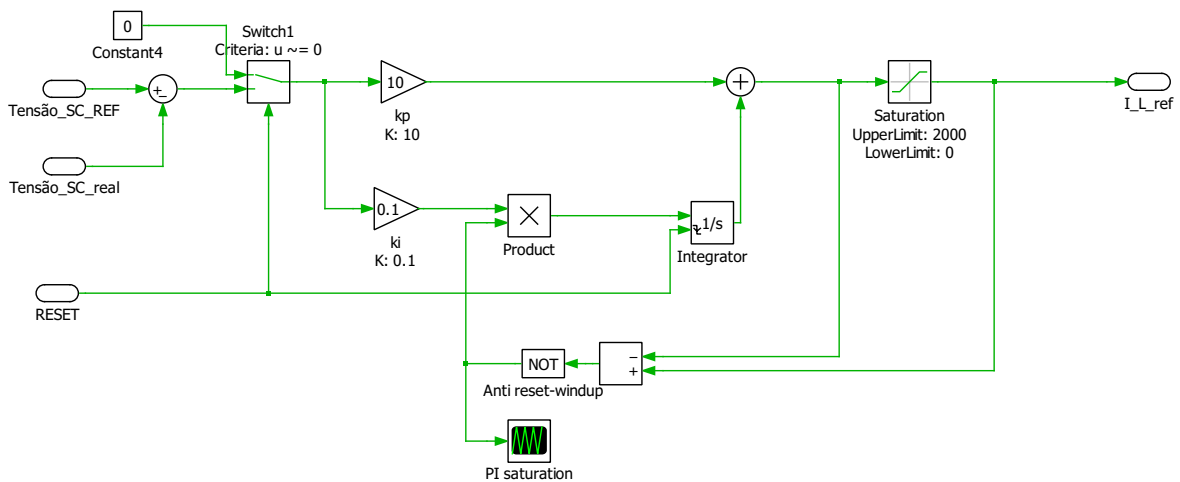


Figura 5.4: Simulação do Controle do Conversor DC/DC.

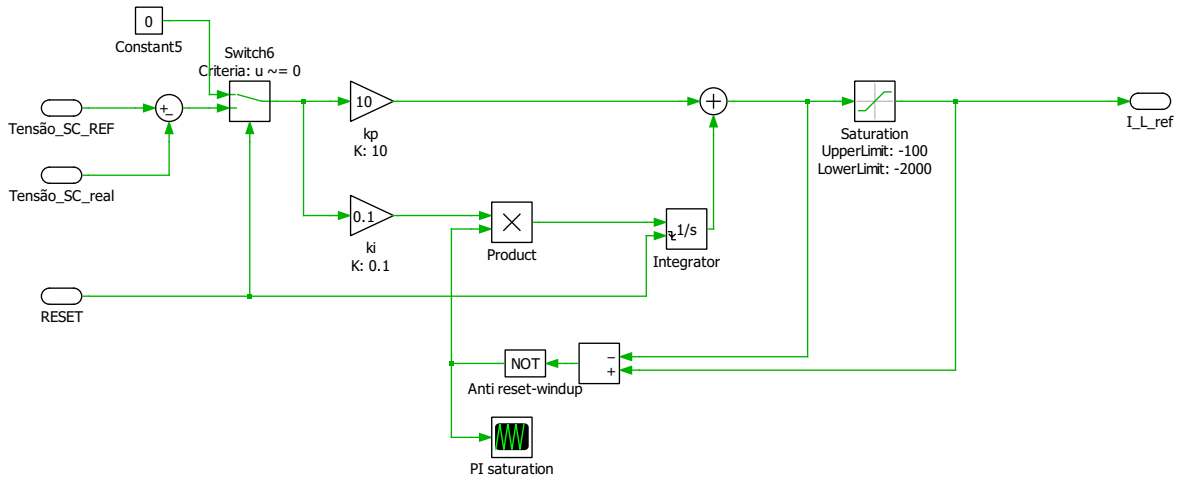
O controlador do modo de carga e do modo de descarga pode ser dividido em dois grupos: controlo de tensão e controlo de corrente.

O controlo da tensão dos supercondensadores consiste na comparação entre a tensão máxima (no modo de carga) e mínima (no modo de descarga) e a tensão real. A partir de um controlador PI, com ganho proporcional de 10 e integral de 0,1 é calculada a referência que é aplicada ao controlo de corrente. A saída é limitada através de um bloco de saturação, o que possibilita a operação dos supercondensadores dentro dos limites definidos e de forma segura. Possui também uma malha anti-sobrecarga ou *antiwindup* que, perante a saturação, desativa a componente integrativa do controlador.

O controlo de corrente apresentado na figura 5.6 permite calcular o valor de *duty-cycle* que dependendo do modo de funcionamento ativo irá controlar o IGBT correspondente. O controlador possui, no caso de esse modo estar desativado, um seletor que define o valor de erro igual a 0 e gera um



(a) Modo de carga.



(b) Modo de descarga.

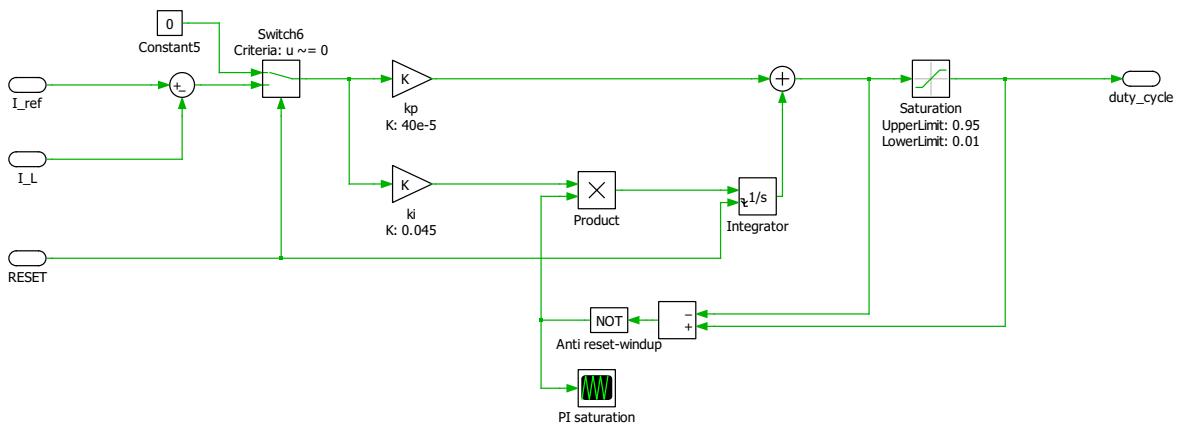
Figura 5.5: Controladores de tensão.

comando de *RESET* para o bloco *Integrator*. O sinal combinado pelo bloco *AND* de três entradas permite que no fim do ciclo de funcionamento o valor de *duty-cycle* seja colocado a zero, para que na primeira iteração de cálculo do ciclo seguinte não seja definido um valor de *duty-cycle* errado. De forma semelhante ao controle de tensão possui um bloco de saturação e uma malha *anti-windup*. Os valores de ganho proporcional e integral considerados foram  $40 \times 10^{-5}$  e 0,045, respectivamente.

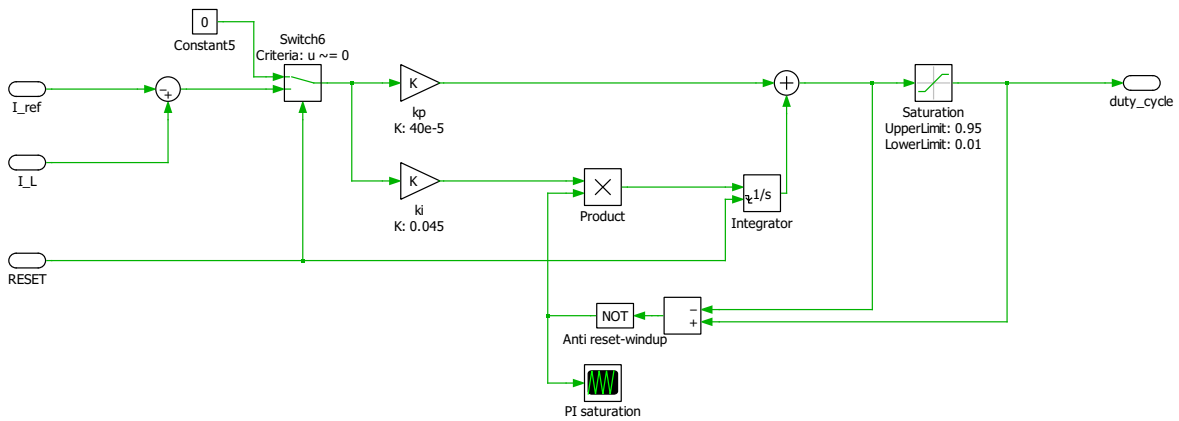
### 5.3.4 Resultados Método de Controle 1

Na figura 5.7 é apresentado o ciclo de carga e descarga dos supercondensadores recorrendo ao método de controle apresentado anteriormente em 5.3.3.

Durante o ciclo de carga destacam-se três períodos. O primeiro período entre [1, 38] segundos o controlador está saturado no limite superior pelo que a referência de corrente é igual a 2000 A. O modo de condução é contínuo e a malha *anti windup* anula a parte integrativa do controlador PI. O aumento da tensão nos supercondensadores é rápido e constante. No período entre [38, 65] segundos a referência de corrente diminui gradualmente de 2000 A para cerca de 200 A. O modo de condução



(a) Modo de carga.



(b) Modo de descarga.

Figura 5.6: Controladores de corrente.

é contínuo e aumento da tensão dos supercondensadores é mais lento e deixa de ser constante. No intervalo [65, 80] o valor da corrente  $I_L$  diminui até ao seu valor mínimo de 200 A. Neste intervalo o modo de condução é descontínuo e o módulo de supercondensadores atinge o valor máximo de capacidade energética.

No ciclo de descarga compreendido entre [140, 210] segundos podem-se destacar dois intervalos. O primeiro intervalo [140, 185] segundos o controlador encontra-se saturado no limite inferior ou seja -2000 A. O modo de condução é contínuo e a componente integrativa do controlador encontra-se anulada e o decréscimo da tensão nos supercondensadores é rápido e constante. No segundo intervalo [185, 210] segundos a referência de corrente aumenta de -2000 A até aos -450A. O modo de condução é contínuo e o decréscimo de tensão nos supercondensadores é mais lento atingindo o valor mínimo definido de 150V.

Nas figuras 5.8 e 5.9 são apresentadas as formas de onda da corrente na bobina  $I_L$  para os períodos transitórios. Pela análise dos gráficos verifica-se que não ocorre sobre elevação, com a corrente  $I_L$  a aumentar gradualmente para a corrente de referência.

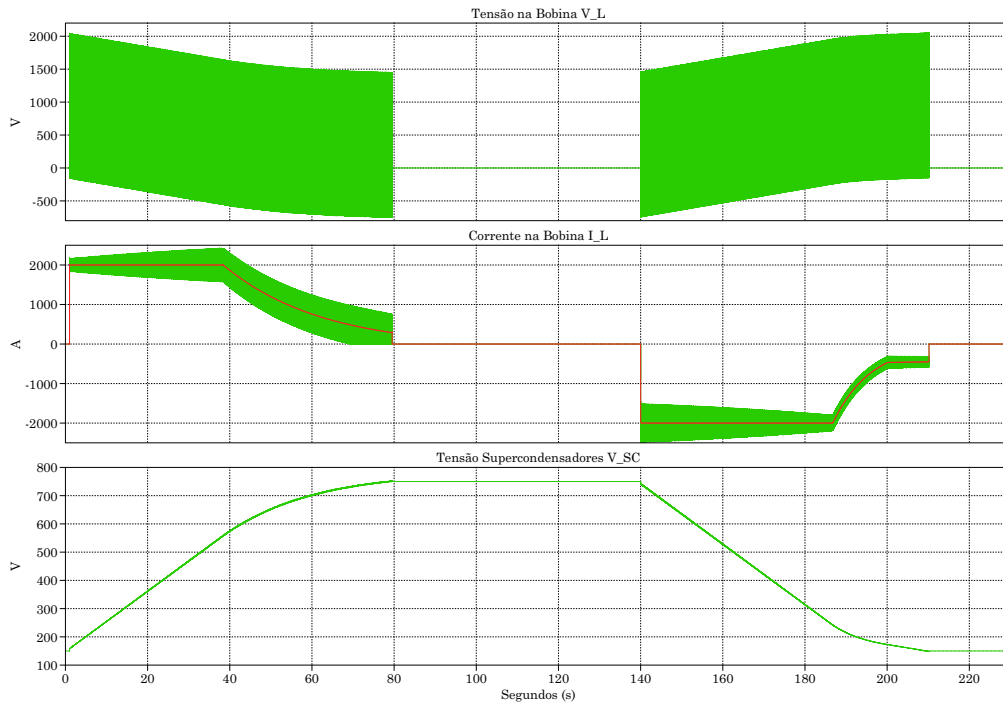


Figura 5.7: Ciclo de carga e descarga completos.

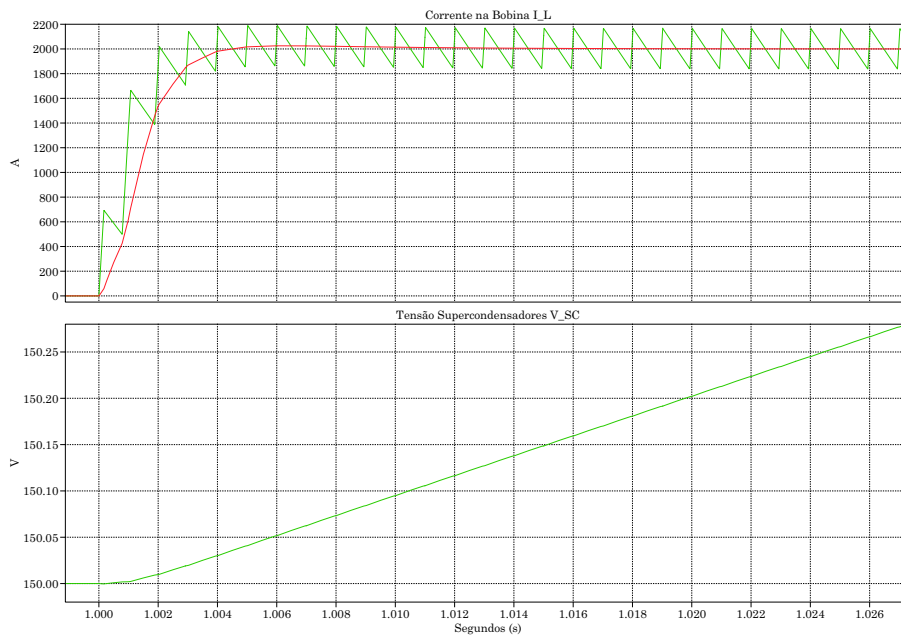


Figura 5.8: Corrente de Carga e Tensão nos Supercapacitores.

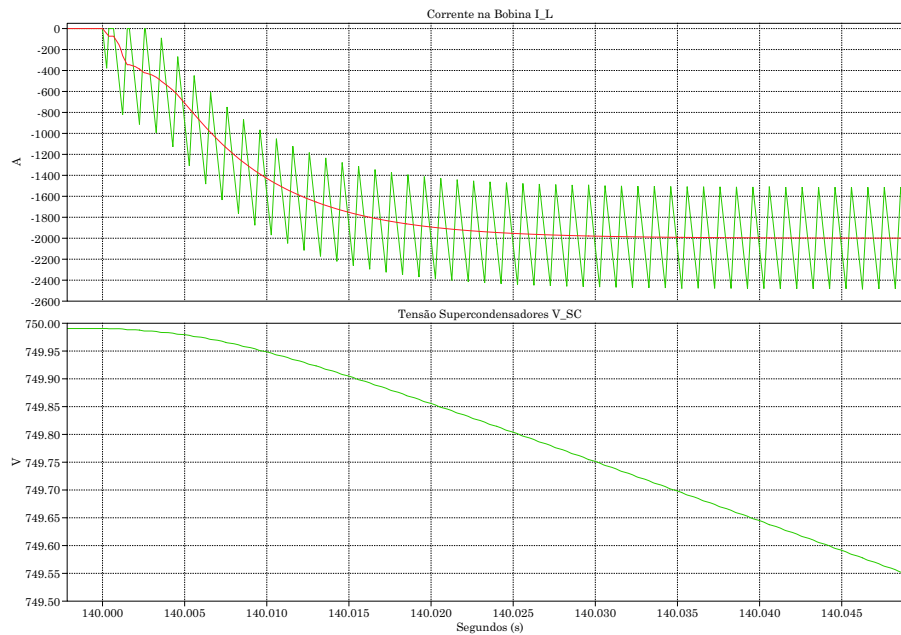


Figura 5.9: Corrente de Descarga e Tensão nos Supercondensadores.

### 5.3.5 Método de Controle 2

O método de controle 2 permite simular o funcionamento do conversor através da análise do trânsito de potência no barramento DC. Este método difere do anterior, apresentado na secção 5.3.3 apenas na forma de cálculo da referência de corrente  $I_L$ . Para efeitos de controlo, foi definido que o trânsito de potência apresenta valor positivo e negativo para as fases de aceleração e de travagem regenerativa, respetivamente. O valor de  $I_L$  é calculado pela equação (5.2) em que  $P_{DC}$  representa o valor da potência no barramento DC e  $V_{SC}$  a tensão dos supercondensadores.

$$I_L = \frac{P_{DC}}{V_{SC}} \quad (5.2)$$

Este método apresenta-se como mais eficiente que o método 1 pois os supercondensadores carregam e descarregam de acordo com a necessidade energética do barramento em tempo real, ao contrário do método 1 no qual o objetivo é o banco de supercondensadores carregar e descarregar o mais rapidamente possível.

### 5.3.6 Resultados Método de Controle 2

Na figura 5.11 são apresentados os resultados da simulação recorrendo ao método de controle 2. O gráfico de potência no barramento DC foi definido de forma hipotética não se baseando em dados reais, pretendendo-se apenas avaliar o comportamento do controlador e do conversor.

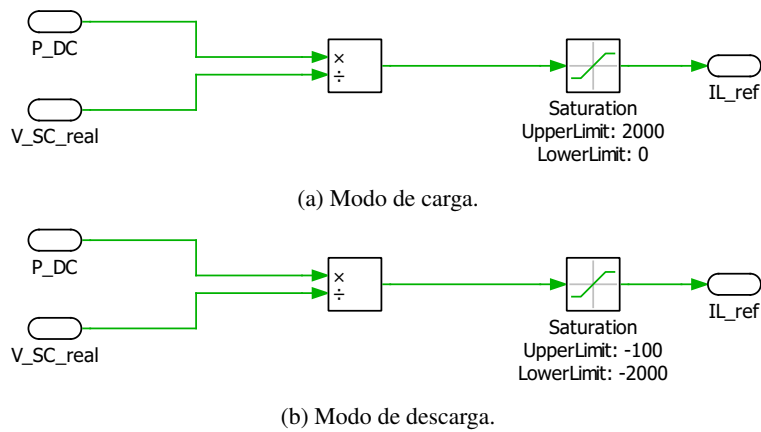


Figura 5.10: Controladores de Potência.

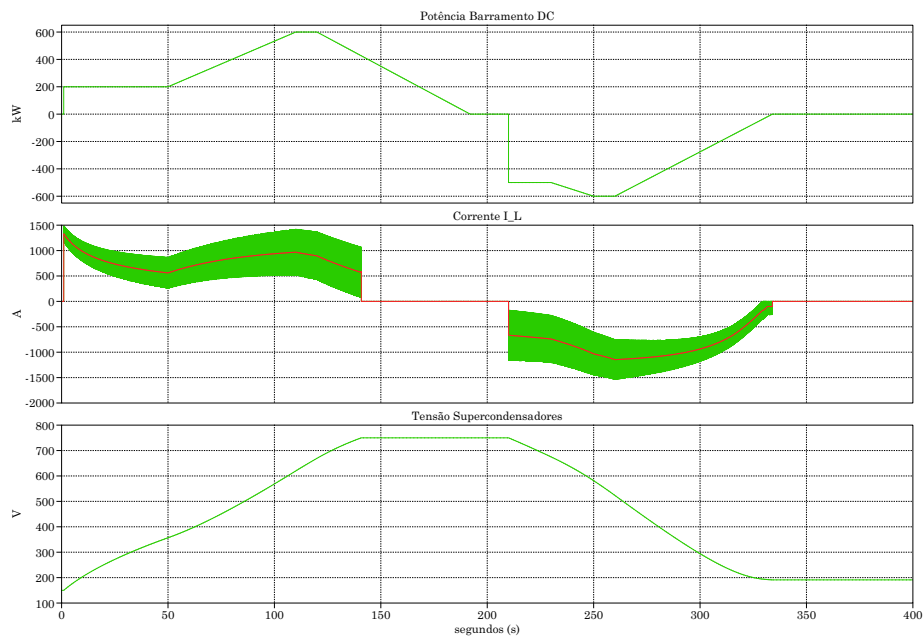


Figura 5.11: Gráficos da Potência no Barramento DC, Corrente na Bobina e Tensão dos Supercondensadores.

Analisando os gráficos compreende-se que o controlador e conversor funcionam de forma estável, visto que o valor corrente de referência é respeitada. De notar também que quanto maior valor de duty-cycle maior o valor de ripple na bobina e vice-versa, o que corrobora a equação (5.3).

$$\Delta I_L = \left( \frac{V_{DC} - V_{total}}{L f_{sw}} \right) \times \frac{t_{on}}{t_{sw}} \quad (5.3)$$

## 5.4 Simulação do Conversor em Tempo Discreto

Com o objetivo da implementação prática do conversor foi desenvolvida a simulação em tempo discreto do conversor. Nesta os controlos de tensão e corrente são substituídos pelo controlador digital em código C, permitindo facilmente a sua posterior aplicação num microcontrolador.

### 5.4.1 Circuito de Simulação

O circuito de simulação do conversor é constituído pelo circuito de potência, bloco *C-script*, bloco de modulação e pelos blocos de "Período de Travagem" e "Período de Aceleração".

O circuito de potência é semelhante ao da simulação em tempo contínuo.

O bloco *C-script* consiste no controlador digital que possui 4 entradas: tensão nos supercondensadores, corrente na bobina, modo de carga e modo de descarga.

O bloco de modulação permite gerar um sinal PWM que será aplicado ao transistor adequado dependendo do modo de funcionamento.

Os blocos de "Período de Travagem" e "Período de Aceleração" representam o tempo de travagem regenerativa e o tempo de aceleração calculado no capítulo 3, permitindo simular dois ciclos de carga e de descarga.

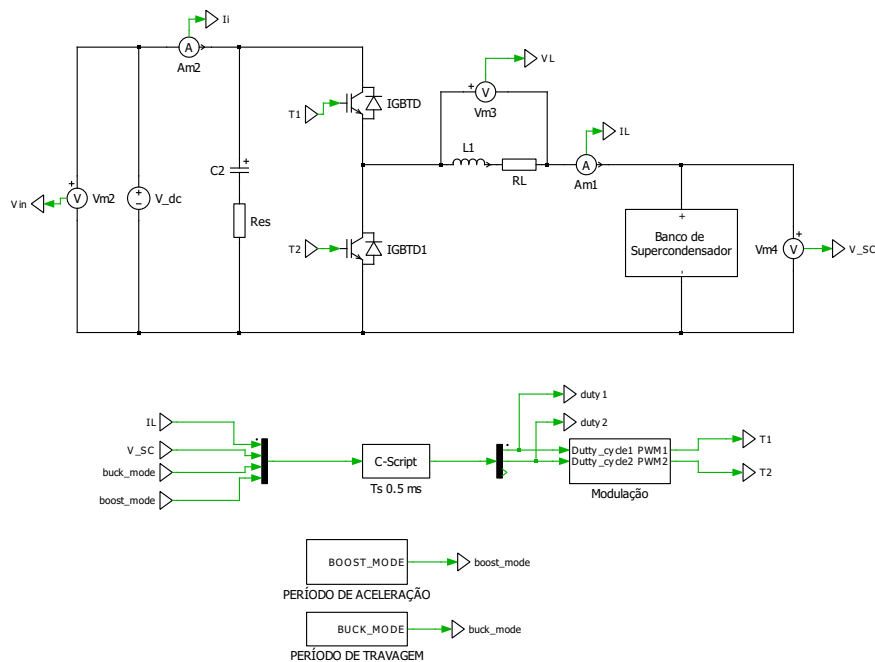


Figura 5.12: Circuito de Simulação em Tempo Discreto.

### 5.4.2 Controlador Digital

O controlador digital permite substituir na forma de código C os blocos de controlo de tensão, controlo de corrente e gestão de carga dos supercondensadores, utilizados na simulação, em tempo contínuo.

A construção do controlador digital baseia-se na discretização do sinal que pretendemos controlar. A discretização de um sinal consiste na reconstrução de um sinal analógico num sinal discreto através

de uma série de leituras espaçadas uniformemente no tempo de acordo com o tempo de amostragem  $T_s$ . Assim sendo foi necessário escolher o método de discretização mais adequado. Os três métodos

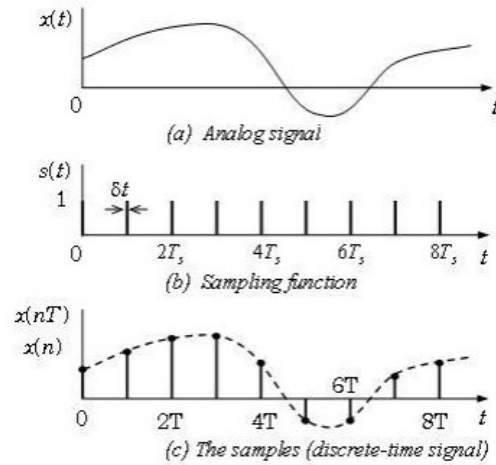


Figura 5.13: Discretização de um Sinal Analógico.

mais conhecidos são:

- *Forward Euler Method*;
- *Backward Euler Method*;
- Método de Tustin/Transformada Bilinear/Aproximação Trapezoidal;

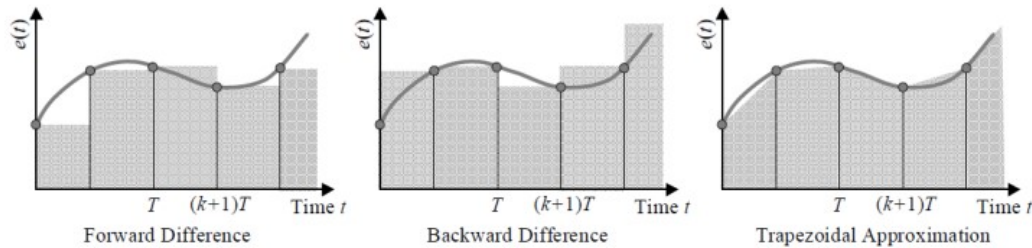


Figura 5.14: *Forward Euler Method* (à esquerda), *Backward Euler Method* (ao centro), Método de Tustin (à direita).

O método escolhido foi o de Tustin ou transformada bilinear por permitir a melhor aproximação digital de um sinal analógico, a preservação de estabilidade e por ser aplicável a ambos os controladores.

A transformação bilinear do domínio da frequência ( $s$ ) para o domínio  $z$  é traduzida pela equação (5.4), em que  $T_s$  representa o período de amostragem, que neste projeto é de  $5 \times 10^{-5}$  segundos. Este período permite obter 20 amostras por cada ciclo do conversor.

$$s = \frac{2}{T_s} \frac{z - 1}{z + 1} \quad (5.4)$$

Substituindo  $s$  na função transferência do controlador PI no domínio da frequência, apresentada na equação (5.5) pela equação (5.4) obtemos a função transferência do controlador PI no domínio  $Z$ , obtendo a equação (5.6).

$$U(s) = k_p \left( E(s) + \frac{1}{T_i} \frac{1}{s} E(s) \right) \quad (5.5)$$

$$\begin{aligned} U(z) &= k_p \left( E(z) + \frac{1}{T_i} \frac{T_s}{2} \frac{z+1}{z-1} E(z) \right) \Leftrightarrow \\ &\Leftrightarrow (U(z) - k_p E(z))(z-1) = \frac{k_p T_s}{T_i} (z+1) E(z) \Leftrightarrow \\ &\Leftrightarrow zU(z) - U(z) - k_p (zE(z) - E(z)) = \frac{k_p T_s}{T_i} (zE(z) + E(z)) \Leftrightarrow \\ &\Leftrightarrow U(z) = z^{-1}U(z) + k_p (E(z) - z^{-1}E(z)) + \frac{k_p T_s}{T_i} \frac{1}{2} (E(z) + z^{-1}E(z)) \end{aligned} \quad (5.6)$$

Dado que  $z^{-1}$  indica o valor anterior ao atual num dado intervalo do domínio  $z$ , podemos rescrever a equação (5.6) na equação (5.7). Nesta  $u(n)$  e  $e(n)$  representam a saída e erro atual enquanto que  $u(n-1)$  e  $e(n-1)$  expressam o valor de saída e erro da iteração anterior. As constantes  $k_p$ ,  $T_i$  e  $T_s$  correspondem respetivamente ao ganho proporcional, tempo integral e tempo de amostragem.

$$u(n) = u(n-1) + k_p (e(n) - e(n-1)) + \frac{k_p T_s}{T_i} \frac{1}{2} (e(n) + e(n-1)) \quad (5.7)$$

Os valores do controlador de tensão utilizados no controlo digital são os mesmos do controlo em tempo contínuo ou seja  $k_p = 10$  e  $k_i = 0,1$ .

Na listagem B.1 é apresentado o código C do controlador PI discreto. Este possui limites inferior e superior para o valor de saída, anulando a componente integrativa sempre que seja detetada a situação de saturação.

Os valores de ganho proporcional e tempo integral utilizados no controlador de corrente foram  $2,5 \times 10^{-4}$  e  $0,045$ , respetivamente.

### 5.4.3 Resultados Método de Controlo 1

Nesta secção são apresentados os resultados da simulação em tempo discreto, recorrendo ao método de controlo 1, para o modo de carga e descarga.

A figura 5.15 corresponde ao resultado obtido para um ciclo de carga e de descarga, verificando que é semelhante ao obtido na secção 5.3.4.

No modo de carga, ocorre no período transitório uma pequena sobre-elevação da corrente em relação ao valor de referência, como se pode constatar na figura 5.16a. O valor máximo atingindo nesta fase não ultrapassa o limite máximo de corrente para o conversor. O sistema demora cerca de 5 ms a atingir a corrente de referência.

Pela figura 5.16b verifica-se que no modo de descarga, a corrente demora 10 ms a atingir o valor de referência. Também se observa que nos primeiros 2 ciclos de comutação o conversor funciona em modo descontínuo. Esta situação é aceitável pois do ponto de vista do rendimento do conversor, as perdas de condução nestes dois períodos são baixas devido ao valor baixo de corrente, cerca de 200A.

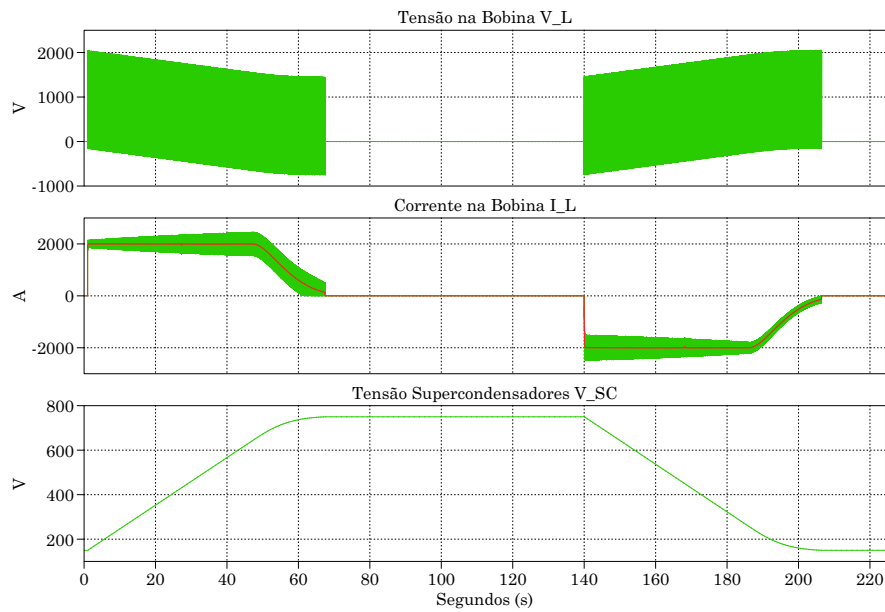
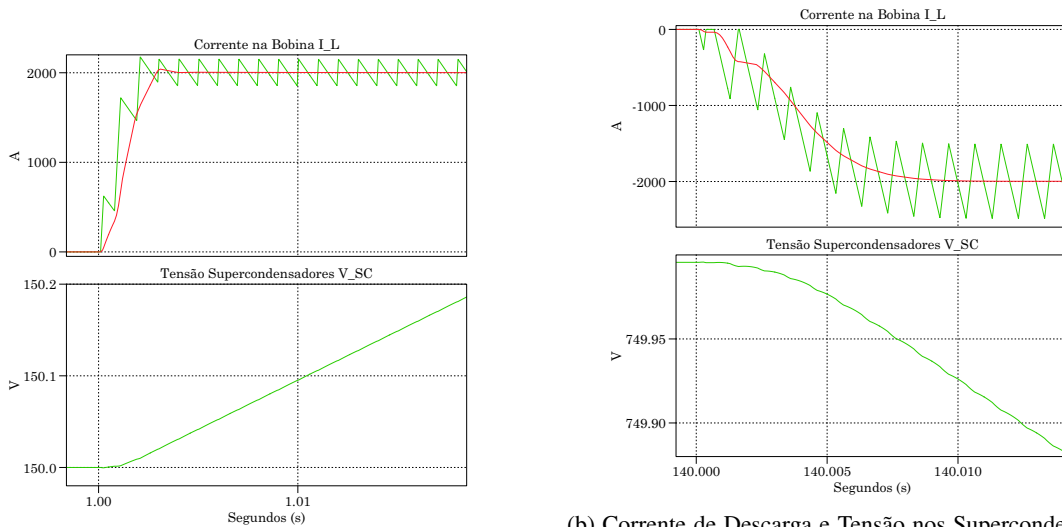


Figura 5.15: Ciclo de carga e descarga completos.

A tensão dos supercondensadores demora cerca de 60 segundos tanto a atingir o valor máximo de tensão assim como a descarregar até ao valor mínimo imposto.



(a) Corrente de Carga e Tensão nos Supercondensadores.

(b) Corrente de Descarga e Tensão nos Supercondensadores.

Figura 5.16: Regime Transitório.

### 5.4.4 Resultados Método de Controle 2

Para simular, em tempo discreto, o método de controle 2, recorreu-se ao mesmo perfil de potência utilizado na simulação em tempo contínuo.

Pela figura 5.17 é possível observar os ciclos de carga e descarga dos supercondensadores, constatando-se que o resultado obtido é semelhante ao obtido na simulação em tempo contínuo apresentado na secção 5.3.6.

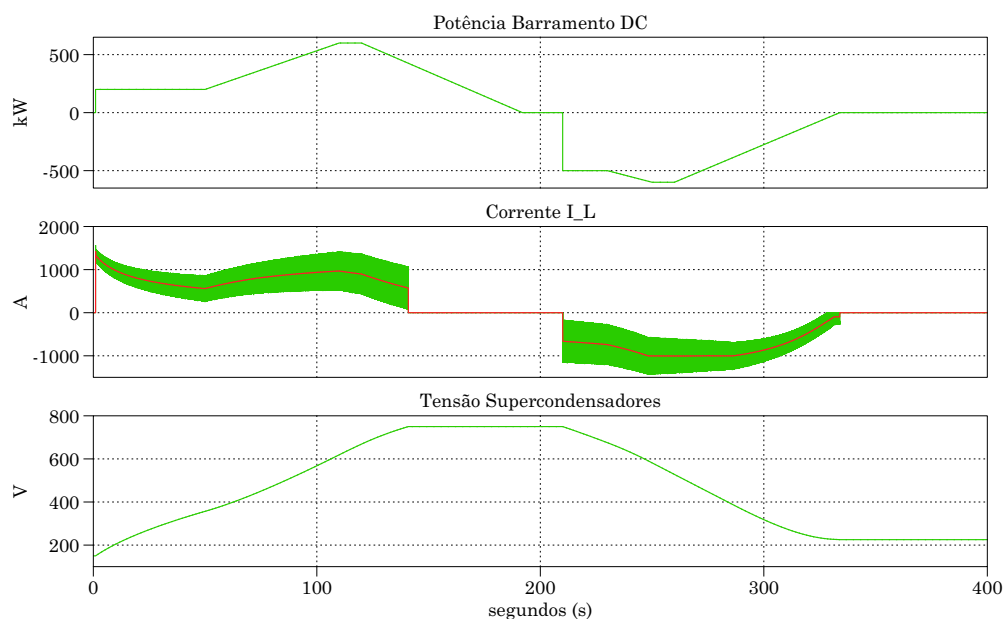


Figura 5.17: Ciclo de Carga e Descarga Completos pelo Método 2 .

## 5.5 Simulação do Modelo Térmico

A simulação térmica tem como objetivo analisar o comportamento térmico do conversor. O primeiro passo para efetuar a simulação do modelo térmico é o de inserir as características do módulo escolhido no software PLECS. Esta tarefa foi facilitada pois o fabricante fornece no seu sítio eletrónico o modelo térmico sendo apenas necessário descarregá-lo e inseri-lo no PLECS. O segundo passo consiste no cálculo das perdas de condução e comutação nos IGBT's e nos díodo. Por fim define-se o modo de refrigeração do conversor partindo do cálculo da resistência térmica do material de interface térmico e do dissipador.

### 5.5.1 Dissipador

A escolha do dissipador depende da potência dissipada pelo módulo FZ1200R45KL3-B5 para as seguintes condições de funcionamento: temperatura máxima de junção  $t_{vjmax}$  igual a 125 °C, temperatura do fluido de 25°C, corrente de coletor de 1000A. Na secção 5.2.3 é abordada a razão para utilização de dois módulo.

- **Perdas no IGBT**

O valor das perdas de comutação e condução no transístor  $p_{IGBT}$  foram calculadas a partir das equações apresentadas na secção 4.5 respetivamente (4.14) e (4.18).

Os parâmetros  $V_{CE0}$ ,  $r_o$ ,  $E_{on}$  e  $E_{off}$ , necessários para o cálculo das perdas foram obtidos a partir dos gráficos queda de tensão  $V_{CE}$  em função da corrente no coletor  $I_C$  e perdas de comutação com base no gráfico da figura 5.19. Na tabela 5.3 estão sumarizados os principais parâmetros do IGBT do módulo.

Tabela 5.3: Características do IGBT do Módulo FZ1200R45KL3-B5[57].

Parâmetros	Símbolo	Valor	Unidade
Temperatura Virtual de Junção Máxima	$T_{vjmax}$	50	°C
Resistência Térmica Junção Caixa	$R_{thj-c}$	0,0074	°C/W
Resistência Térmica Caixa Dissipador	$R_{thc-h}$	0,009	°C/W
Queda de Tensão coletor Emissor para $I_c = 0$	$V_{CE0}$	1,144	V
Declive da curva $I_c = f(V_{CE})$	$r_o$	0,002	
Energia Dissipada ao Ligar(para $I_c = 1000A$ e $T_{vj} = 125^\circ C$ )	$E_{on}$	2,0	J
Energia Dissipada ao Desligar(para $I_c = 1000A$ e $T_{vjmax}$ )	$E_{off}$	2,6	J
Potência Total Dissipada( $I_C = 1200A$ e $T_{vjmax}$ )	$P_{tot}$	9459	W

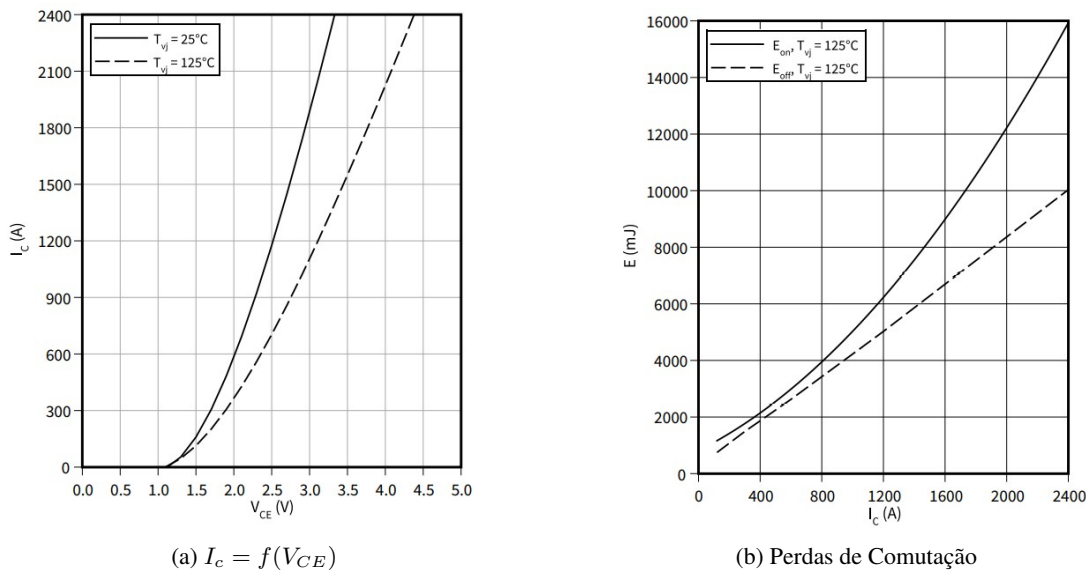


Figura 5.18: Gráficos de características do IGBT do Módulo[57].

Para as condições de funcionamento o valor de potência dissipada por pelos IGBT's de um módulo é igual 5891,8 W. Os cálculos são apresentados na equação (5.8).

$$\begin{aligned}
 p_{IGBT} &= p_{conducaoIGBT} + p_{comutacaoIGBT} \Leftrightarrow \\
 p_{IGBT} &= (V_{CE0} \times I_{C_{medio}} + r_o \times I_{CE_{RMS}}^2) + (E_{on} + E_{off}) \cdot f_{sw} \Leftrightarrow \\
 p_{IGBT} &= (1,144 \times 931,82 + 0,002 \times 968,44^2) + (1,45 + 1,5) \times 1000 \Leftrightarrow \\
 p_{IGBT} &= 5891,8W
 \end{aligned} \tag{5.8}$$

### • Perdas no Díodo

O valor das perdas de condução e de recuperação reversa do díodo  $p_{diodo}$  foram calculadas a partir das equações apresentadas na secção 4.5.2.2 respetivamente (4.21) e (4.25).

Os parâmetros  $V_{F0}$ ,  $r_o$  e  $E_{rec}$  necessários para o cálculo da perdas foram obtidos a partir dos gráficos  $I_F = f(V_F)$  e  $E_{rec} = f(I_F)$  apresentados na figura 5.19. Na tabela 5.4 estão registados os principais parâmetros do díodo do módulo.

Tabela 5.4: Características do Díodo do Módulo FZ1200R45KL3-B5[57].

Parâmetros	Símbolo	Valor	Unidade
Temperatura Virtual de Junção Máxima	$T_{vjmax}$	150	°C
Resistência Térmica Junção Caixa	$R_{thj-c}$	0,017	°C/W
Resistência Térmica Caixa Dissipador	$R_{thc-h}$	0,014	°C/W
Queda de Tensão coletor Emissor para $I_c = 0$	$V_{F0}$	1,29	V
Declive da curva $I_c = f(V_F)$	$r_o$	0,001	
Energia Recup. Reversa (para $I_c = 1000A$ e $T_{vj} = 125^\circ C$ )	$E_{rec}$	2,5	J
Potência Total Dissipada( $I_C = 1200A$ e $T_{vjmax}$ )	$P_{tot}$	2400	W

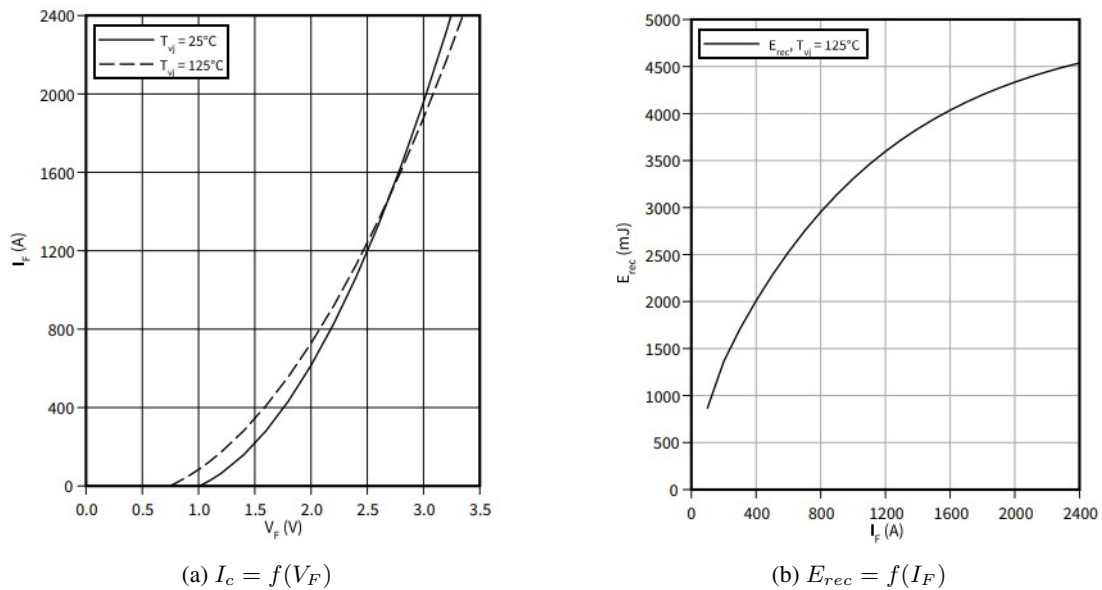


Figura 5.19: Gráficos de características do Díodo do Módulo[57].

Para as condições de funcionamento o valor de potência dissipada pelos díodos de um módulo é igual 4491 W. Os cálculos são apresentados na equação (5.9).

$$\begin{aligned}
 p_{diodo} &= p_{condu_{diodo}} + p_{recu_{diodo}} \Leftrightarrow \\
 p_{IGBT} &= (V_{F0} \times I_{F_{medio}} + r_o \times I_{F_{RMS}}^2) + E_{recu} \times f_{sw} \Leftrightarrow \\
 p_{IGBT} &= (1,29 \times 931,82 + 0,001 \times 968,44^2) + (2,5) \times 1000 \Leftrightarrow \\
 p_{IGBT} &= 4639W
 \end{aligned} \tag{5.9}$$

### • Dimensionamento do Dissipador

No dimensionamento do dissipador pretende-se calcular o valor de resistência térmica do mesmo. Dado que o valor de perdas é superior no caso do IGBT será utilizado o valor acima calculado.

A partir da equação 5.10 é possível calcular o valor de resistência térmica do dissipador  $R_{th_{h-a}}$ , na qual  $T_{vj}$  representa a temperatura virtual de junção no IGBT,  $p_{IGBT}$  a soma das perdas de condução e de comutação,  $R_{th_{j-c}}$  a resistência térmica entre a junção e a caixa,  $R_{th_{c-h}}$  a resistência térmica entre a caixa e o dissipador e  $T_a$  a temperatura ambiente.

$$T_{vjmax} = p_{IGBT} \times (R_{th_{j-c}} + R_{th_{c-h}} + R_{th_{h-a}}) + T_a \quad (5.10)$$

Os valores de  $T_{vjmax}$ ,  $R_{th_{j-c}}$  e  $R_{th_{c-h}}$  são fornecidos pelo fabricante na folha técnica do módulo de IGBT FZ1200R45KL3-B5 e apresentados na tabela 5.3. Os parâmetros  $V_{CE0}$ ,  $r_o$ ,  $E_{on}$  e  $E_{off}$ , necessários para o cálculo das perdas foram obtidos a partir dos gráficos da queda de tensão em função da corrente no coletor e das perdas de comutação apresentados na figura 5.19.

Com os dados obtidos foi calculado em (5.11) o valor de  $R_{th_{h-a}}$  [58].

$$\begin{aligned} T_{vj} &= p_{IGBT} \times (R_{th_{j-c}} + R_{th_{c-h}} + R_{th_{h-a}}) + T_a \Leftrightarrow \\ 125 &= 5891 \times (0,0074 + 0,009 + R_{th_{h-a}}) + 25 \Leftrightarrow \\ R_{th_{h-a}} &\approx 0,0006^\circ\text{C/W} \end{aligned} \quad (5.11)$$

O valor de resistência obtido é muito baixo e só obtido com refrigeração líquida. Portanto foi escolhido o modelo FLKI 400 G 400 da do fabricante fischerelektronik. O fluido deve ser uma mistura de água/glicol numa razão de (60%/40%). As principais características do dissipador são apresentadas na tabela 5.5.

Tabela 5.5: Características do Dissipador FLKI 400 G 400 [59].

Parâmetros	Símbolo	Valor	Unidade
Resistência Térmica Dissipador Ambiente(700 l/h)	$R_{th_{h-a}}$	0,0006	$^\circ\text{C/W}$
Calor Específico da mistura de água/glicol[60]	$c$	3674	$\text{J}/(\text{kg}^\circ\text{C})$
Massa	$m$	1	kg
Capacidade Térmica	$C_{th} = m \times c$	3674	$\text{J}/^\circ\text{C}$

### 5.5.2 Circuito de Simulação

O circuito térmico construído no software PLECS, apresentado na figura 5.20 é constituído por quatro IGBT's com diodo em antiparalelo que representam cada um dos módulos. Cada um desses módulos possui um dissipador próprio com as características apresentadas na tabela 5.5. Por fim uma fonte de temperatura constante ligada à referência representa a temperatura do fluido a  $25^\circ\text{C}$ .

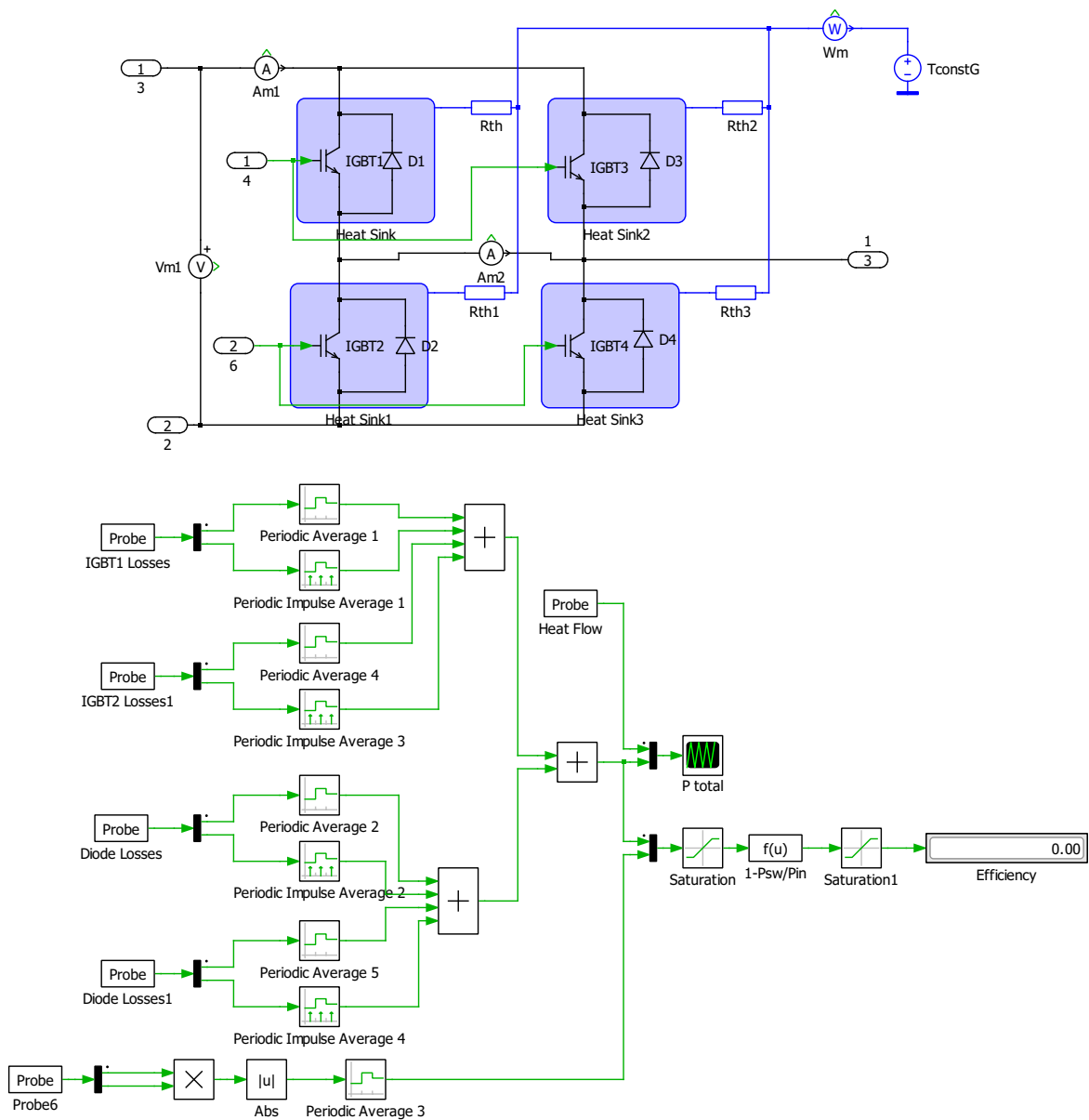


Figura 5.20: Esquema do Modelo Térmico.

O valor de perdas de condução são calculadas através do bloco *Period Average* e as perdas de comutação/recuperação reversa são calculadas recorrendo ao bloco *Period Impulse Average* para um período de  $t_{sw} = \frac{1}{f_{sw}}$ . A potência de entrada  $P_{in}$  é calculada pelo produto da tensão do barramento DC com a corrente. Após soma de todas as perdas e de  $P_{in}$  é calculado o rendimento global do conversor através da equação 5.12.

$$\eta = \left(1 - \frac{P_{semicondutores}}{P_{in}}\right) \times 100 \tag{5.12}$$

### 5.5.3 Resultados

Nesta secção são apresentados e discutidos os resultados da simulação do modelo térmico para o modo de carga e de descarga. Foi utilizado o método de controlo 1 pela razão de o controlo de tensão funcionar o maior período de tempo em saturação, no valor máximo da corrente de referência, pelo que é o mais exigente do ponto de vista térmico.

Nas figuras 5.21 e 5.22 são apresentados os gráficos das perdas e de temperatura nos semicondutores ativos, IGBT1 e diódo 2 no modo de carga.

No período em que a corrente de referência se encontra fixa em 2000 A verifica-se que no IGBT1 as perdas de condução aumentam com o aumento do valor de *duty-cycle*, o que confirma a equação 4.14. O valor máximo de perdas de condução é alcançado no instante imediatamente anterior ao valor de corrente de referência começar a decrescer, em aproximadamente 800 W e para um valor de *duty-cycle* de 35%. A partir do decréscimo do valor médio da corrente  $I_L$  as perdas de condução diminuem apesar do valor de *duty-cycle* continuar a aumentar. No que respeita às perdas de comutação o seu valor mantém-se praticamente constante em 4000W no período em que  $I_L = 2000A$ . Dado que durante este período a corrente é constante tal como a frequência de comutação, apenas o aumento de temperatura de junção conduz ao pequeno incremento que se verifica no valor de perdas de comutação. A temperatura de junção do IGBT1 no instante em que este começa a conduzir, a temperatura aumenta de 25°C para 50°C, continuando a progredir até atingir o máximo de 62°C para o mesmo instante do valor máximo de perdas por condução.

Relativamente ao diódo 2 as perdas de condução serão máximas para o instante inicial de funcionamento dado ser o menor valor de *duty-cycle* ou seja o maior período de condução do diódo 1, atingindo o valor de 2000W. O valor de perdas de recuperação reversa também atingem o valor máximo no mesmo instante. Contudo com o aumento do *duty-cycle*, as perdas de condução diminuem e a temperatura de junção acompanha esse decréscimo. O decréscimo da temperatura de junção consequentemente tem impacto na diminuição nas perdas por recuperação reversa.

Nas figuras 5.23 e 5.24 são apresentados os gráficos das perdas e de temperatura nos semicondutores ativos, IGBT2 e diódo 1, no modo de descarga.

Em modo de descarga o valor de *duty-cycle* inicia em cerca de 65% atingindo os 95% no final do período de funcionamento. Por essa razão as perdas por condução no IGBT2 são superiores às do diódo 1 neste modo. As perdas por comutação no IGBT2 são constantes para  $I_L = 2000A$  com um valor de 4000W. As perdas por recuperação reversa no diódo 1 também apresentam um valor constante de cerca de 2000W. A temperatura de junção do IGBT2 no modo de descarga aumenta atingindo o valor máximo de 79°C e a temperatura de junção do diódo 1 atinge o valor máximo de 70°C.

A partir da análise térmica dos dois modos de funcionamento do conversor observa-se que os semicondutores que atingem maior temperatura de junção são o IGBT2 e o diódo 2, ambos constituintes do módulo IGBT2. Daqui conclui-se que os módulos IGBT2 e IGBT4 são do ponto de vista térmico os mais afetados.

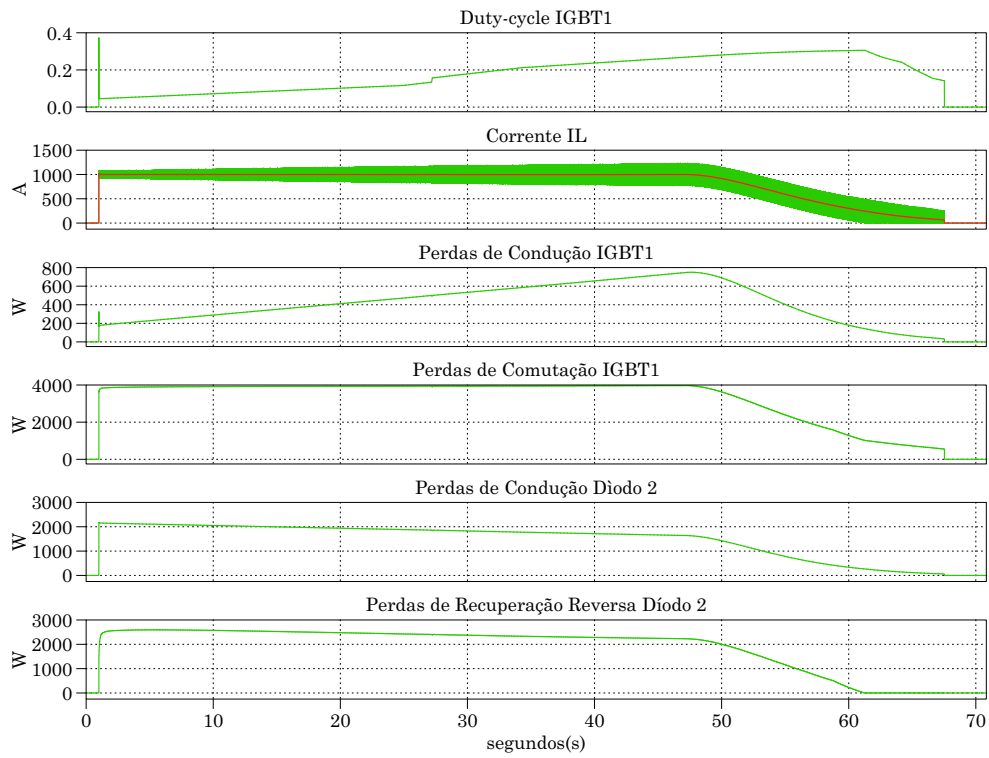


Figura 5.21: Perdas dos Semicondutores em Modo de Carga.

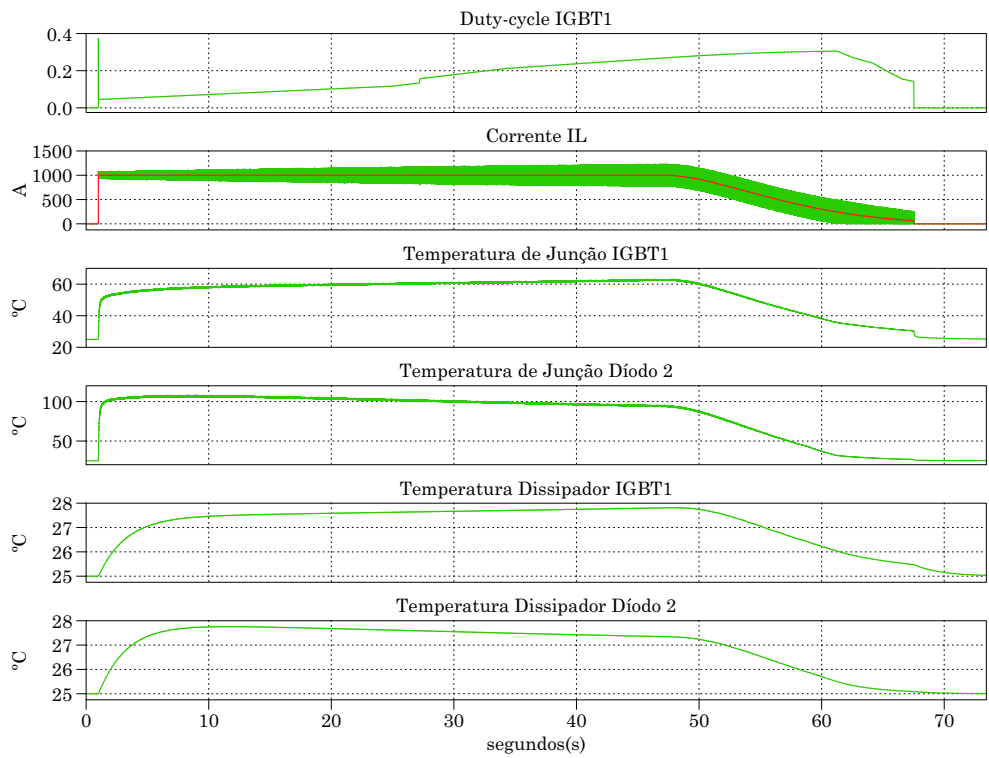


Figura 5.22: Temperatura em Modo de Carga.

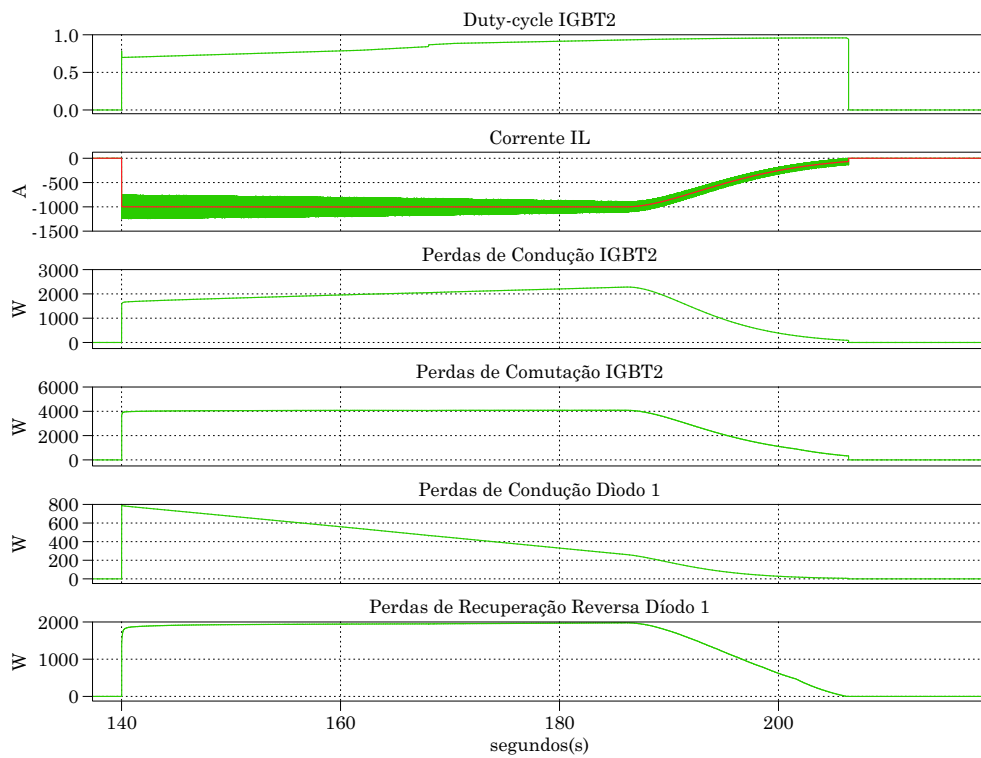


Figura 5.23: Perdas dos Semicondutores em Modo de Descarga.

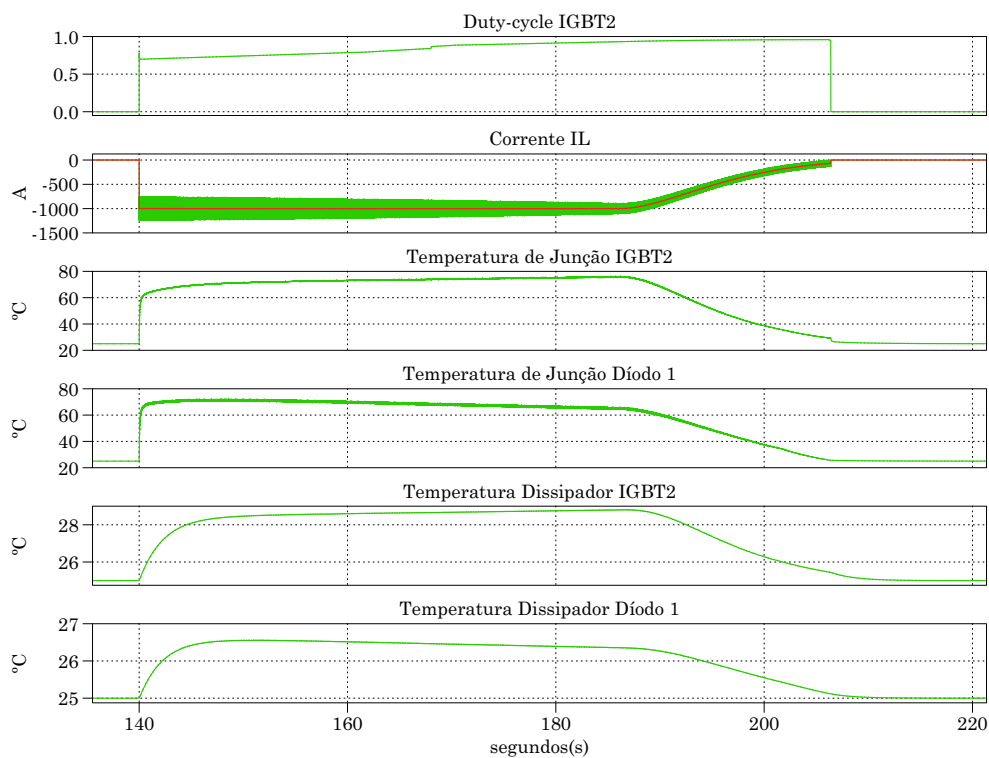


Figura 5.24: Temperatura em Modo de Descarga.

## 5.6 Conclusão

Neste capítulo foi apresentado o dimensionamento do conversor calculando o valor de indutância da bobina e selecionado um módulo de IGBT's adequado. De seguida foram apresentadas as simulações do conversor para tempo contínuo, tempo discreto e para modelo térmico. A simulação em tempo contínuo permitiu analisar o comportamento do sistema sem atraso associado ao controlo. Por sua vez a simulação em tempo discreto permitiu avaliar o desempenho do conversor, cujo controlador contém um atraso temporal igual ao tempo de amostragem. Ao dispor de ambas as simulações foi possível comparar a dinâmica de funcionamento de ambas e concluir que não se detetou discrepâncias consideráveis. A simulação do modelo térmico, que obrigou numa primeira fase a selecionar o dissipador adequado, permitiu validar o funcionamento do conversor para a situação mais desfavorável.

Em suma, os resultados obtidos vão ao encontro do estudo teórico, o que permite avançar para a fase de implementação.



## Capítulo 6

# Protótipo Laboratorial

### 6.1 Sumário

Neste capítulo são apresentados os componentes utilizados, a placa de circuito impresso desenvolvida, assim como alguns dimensionamentos na secção 6.2. Na secção 6.4 são discutidos os testes realizados e os resultados obtidos.

### 6.2 *Hardware*

A implementação do conversor necessitou que fosse desenvolvida uma placa de circuito impresso, que permitisse a aquisição de sinais de tensão e corrente necessários para o controlo do conversor, assim como os circuitos de condicionamento dos sinais de controlo dos IGBT's. A placa possui também circuitos próprios para a proteção dos IGBT's em caso de curto-circuito. Assim, nesta secção são apresentados os componentes utilizados sendo também apresentados os circuitos de aquisição, leitura e proteção. É também apresentada a placa de *driver* do módulo de IGBT's que foi desenvolvida no âmbito do trabalho apresentado em [61] e utilizada neste protótipo.

#### 6.2.1 Microcontrolador

O microcontrolador utilizado foi o XMC 4500 RELAX KIT da infineon. Este é programável pelo software DAVE e permite também que seja controlado a partir do software  $\mu C/Probe^{TM} XMC^{TM}$ . De entre as várias características do XMC 4500 destaca-se o facto de possuir 4 conversores analógico para digital ou *Analog-to-Digital Converter* (ADC) com 12 *bits* de resolução, cada um com 8 canais. Este permite converter um sinal de 0 a 3.3V num sinal digital entre 0 e 4095 bits.

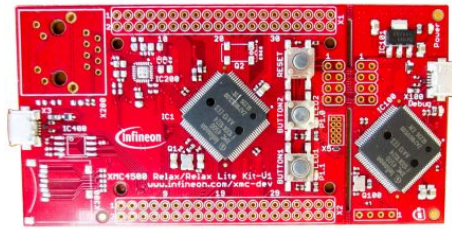


Figura 6.1: Microcontrolador XMC 4500 RELAX KIT.

### 6.2.2 Bobina

A bobina utilizada foi a que se encontrava disponível no laboratório com um valor de indutância de 0,3 mH e resistência igual a 17,40mΩ. Na figura 6.2 é apresentado o formato da bobina utilizada.



Figura 6.2: Bobina.

### 6.2.3 Supercondensador

Para construir o banco de supercondensadores foi utilizado o supercondensador do modelo MAXWELL BCAP3000 P270 K04 dado estar disponível no laboratório. Este possui as seguintes características.

Tabela 6.1: Características do modelo BCAP3000 P270 K04.

Características	Valor	Unidade
Capacidade	3000	F
Tensão máxima	2,7	V
Corrente máxima de carga e descarga	147	A
Resistência equivalente série	0,29	mΩ
Energia	3,0	Wh

Na secção 6.4.1 são apresentados os testes que foram realizados para obter a sua capacidade atual.

### 6.2.4 Módulo de IGBT's

O módulo IGBT utilizado para a construção do protótipo foi o FF100R12KS4 da Infineon, pois foi fornecida uma montagem com este modelo. Este consiste numa meia ponte H que admite tensão



Dado que o sinal de controlo dos semicondutores gerado no microcontrolador apresenta uma tensão máxima de 3.3V foi necessário recorrer ao integrado CD40109B, também designado de *level-shifter* que permite adaptar os níveis lógicos dos sinais. É constituído por 4 entradas, 4 portas *enable* e 4 saídas. Nesta utilização apenas serão utilizados 2 canais. Cada canal é constituído por:

- Um sinal de entrada (ex.PWM A  $\mu C$ ) que corresponde ao sinal PWM gerado pelo microcontrolador a uma tensão de 3.3V;
- Um sinal *enable* (ex.Enable PWM A) consiste num estado lógico definido pelo circuito de monitorização dos semicondutores, que permite ativar (*enable* = 1) ou desativar (*enable* = 0) o sinal de saída;
- Um sinal de saída (ex.PWM A Driver) corresponde ao sinal PWM a 15 V, com o mesmo duty-cycle do sinal de entrada,

É necessário portanto alimentar este componente com uma tensão de 15V e 3,3V, através de fontes de alimentação independentes. Para evitar mudanças de estado originadas por variações de tensão de alimentação foram colocadas resistências de *pull-down* nas saídas do sinal PWM para o driver. As portas de entrada e *enable* dos canais não utilizados foram ligadas à massa do circuito. Na figura 6.4 é apresentado o esquema de ligação ao circuito integrado CD40109BE.

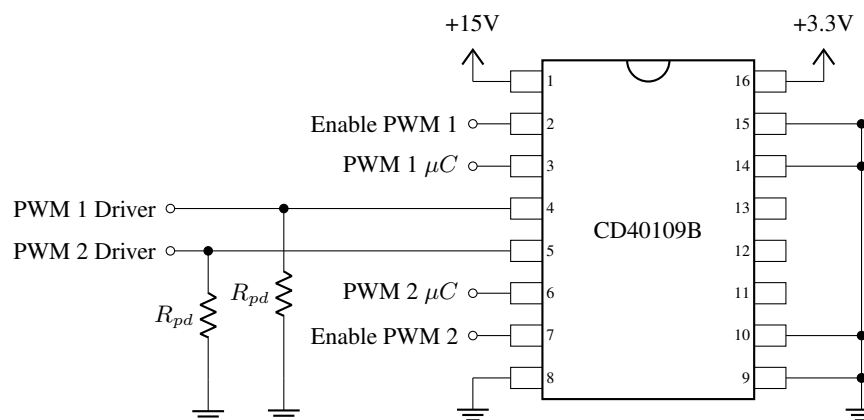


Figura 6.4: Esquema de ligações ao Circuito Integrado CD40109BE.

## 6.2.6 Circuito de Monitorização dos Semicondutores

O circuito de monitorização dos semicondutores permite identificar o semicondutor no qual ocorreu uma falha e simultaneamente interromper o funcionamento do conversor até ser identificado o problema.

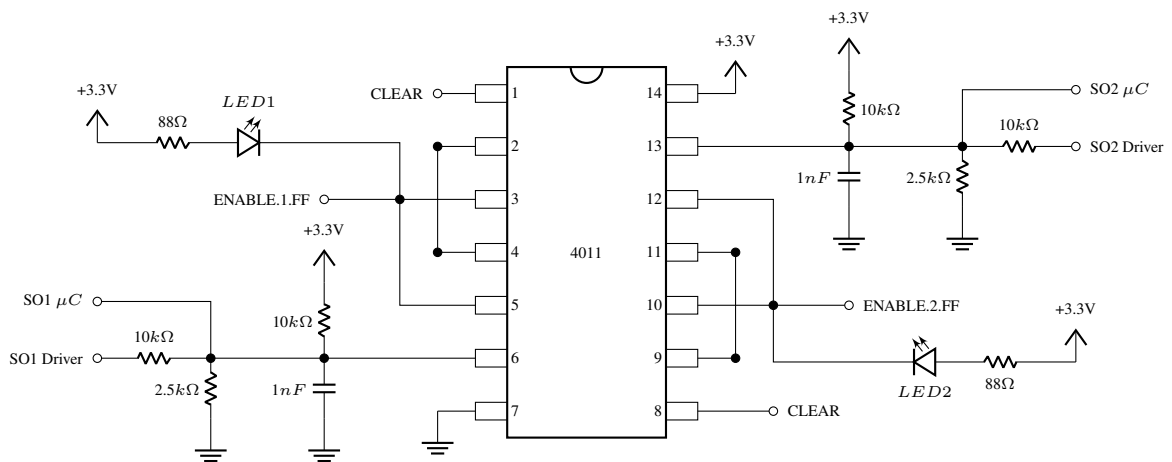
O funcionamento do circuito tem por base o *Flip Flop Reset-Set* construído a partir de portas lógicas do tipo NAND. Os sinais de erro SO1 e SO2 gerados pelo driver, em caso de falha, o seu nível lógico altera de 1 para 0. Nesta situação o sinal de saída *ENABLE.1.FF* e *ENABLE.2.FF* fica a 0 acendendo o *LED* correspondente, para ser mais fácil identificar o semicondutor defeituoso. Apenas quando o utilizador aperta o botão *CLEAR* o estado lógico do sinal de saída altera para 1 e o

normal funcionamento do conversor é retomado. Para ser mais fácil a interpretação do funcionamento do circuito é apresentada em 6.3 a sua tabela de verdade.

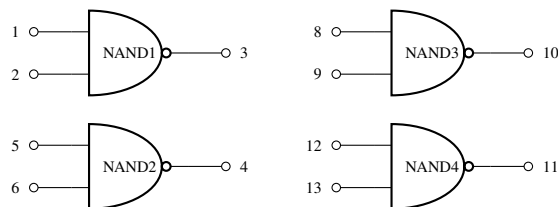
Tabela 6.3: Tabela de Verdade.

SO1/SO2	CLEAR	ENABLE1.FF/ENABLE2.FF	Situação
0	0	1	Impossível
1	1	1	Normal
0	1	0	Falha
1	0	1	Reset

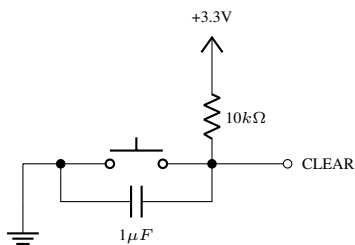
O circuito de monitorização dos semicondutores é apresentado na figura 6.5.



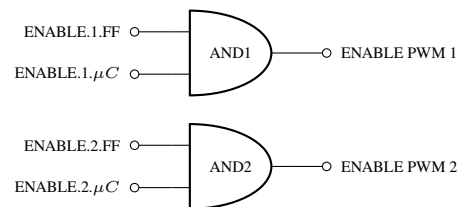
(a) Esquema de ligações ao Circuito Integrado 4011 QUAD 2-INPUT NAND



(b) Esquema Funcional do Circuito Integrado 4011 QUAD 2-INPUT NAND.



(c) Botão de pressão de reset.



(d) Esquema de ligações ao Circuito Integrado 4081B QUAD 2-INPUT AND.

Figura 6.5: Circuito de Monitorização.

Como foi referido o circuito de monitorização permite também interromper o funcionamento o

conversor em caso de falha. Assim, o circuito 6.5d é responsável por gerar o sinal que permite ativar ou desativar o sinal de PWM a 15V do *level shifter* referido na secção 6.2.5. Este é constituído por portas AND que comparam o sinal de enable gerado no circuito 6.5a com os sinais  $ENABLE.1.\mu C$  e  $ENABLE.2.\mu C$  gerados pelo microcontrolador. Na tabela 6.4 são apresentados os estados lógicos dos sinais para os modos de funcionamento do conversor.

Tabela 6.4: Tabela de Verdade ENABLE Microcontrolador.

	Modo de Carga	Modo de Descarga	OFF
$ENABLE.1.\mu C$	1	0	0
$ENABLE.2.\mu C$	0	1	0

### 6.2.7 Sensor de Corrente

O sensor de corrente utilizado foi o ACS759-200B. A escolha deste sensor deveu-se a ser um modelo disponível no laboratório, permite a leitura de corrente bidirecional, apresenta baixa valor de resistência interna, imunidade relativamente à variação da tensão(dV/dt) no condutor, largura de banda elevada e baixo erro.

Na tabela 6.5 são apresentados os principais parâmetros deste sensor.

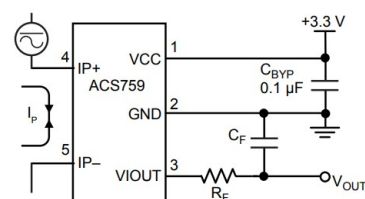
Tabela 6.5: Parâmetros do Sensor de Corrente ACS759-200B.

Parâmetros	Símbolo	Valor	Unidade
Tensão de Alimentação	$V_{CC}$	3,3	V
Corrente de Alimentação	$I_{CC}$	10	mA
Sensibilidade	$S_{ens}$	6,6	mV/A
Valor máximo de corrente	$I_{p+}$	200	A
Valor mínimo de corrente	$I_{p-}$	-200	A
Largura de Banda	$BW_i$	120	kHz
Erro	$E_{tot}$	$\pm 2$	%
Ruído	$V_{noise}$	2	mV
Resistência interna	$R_p$	100	$\mu\Omega$
Tensão de Saída para $I_p = -200$	$V_{out_{min}}$	0	V
Tensão de Saída para $I_p = 0$	$V_{out_0}$	$\frac{V_{CC}}{2} = 1,65$	V
Tensão de Saída para $I_p = +200$	$V_{out_{max}}$	3,3	V

Na figura 6.6 é apresentado a placa do sensor de corrente e o circuito elétrico.



(a) Placa Sensor de Corrente.



(b) Circuito Recomendado.

Figura 6.6: Sensor de Corrente.

Com o objetivo de melhorar a leitura do valor da tensão de saída ( $V_{out}$ ) pelo microcontrolador foi colocado o condensador ( $C_F$ ) de 2 nF de capacidade.

Como já foi referido o microcontrolador possui conversores analógico-digitais que permitem converter o sinal de tensão de 0 a 3.3 V num valor em bits de 0 a 4095 respetivamente. Assim a equação que permite calcular a corrente após a conversão para 12 bits é  $a = (400/4095) * b - 200$ , em que  $a$  é igual ao valor da corrente em ampere (A) e  $b$  o valor em bits convertido pelo ADC, representada no gráfico da figura 6.7.

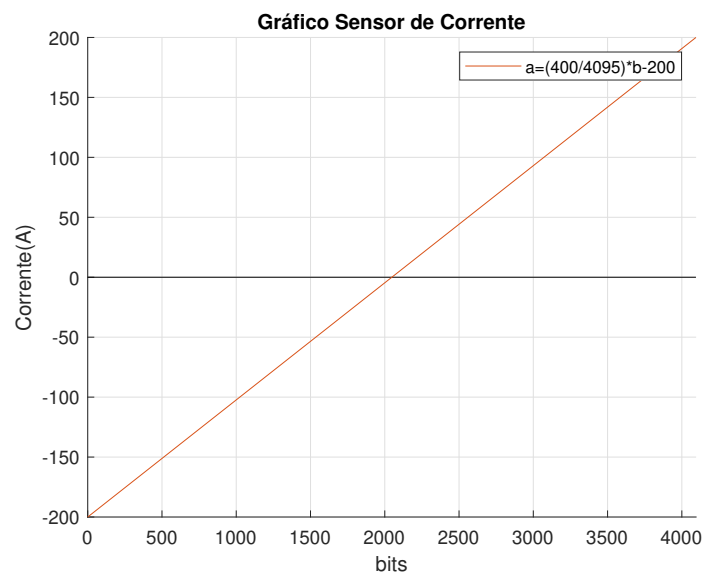


Figura 6.7: Gráfico Sensor de Corrente.

A figura 6.8 representa o conector e as ligações do sensor de corrente à fonte de alimentação e ao microcontrolador.

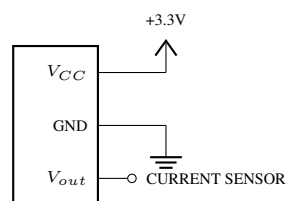


Figura 6.8: Conector Sensor de Corrente

### 6.2.8 Sensor de Tensão

O sensor de tensão utilizado neste trabalho foi o ACPL-C87AT disponibilizado no protótipo. Na tabela 6.6 são apresentadas as suas principais características.

Tabela 6.6: Parâmetros do Sensor de Tensão ACPL-C87AT.

Parâmetros	Símbolo	Mínimo	Máximo	Unidade
Tensão de Alimentação de Entrada	$V_{DD1}$	4,5	5,5	V
Corrente de Alimentação de Entrada	$I_{DD1}$	10,4	15	mA
Tensão de Alimentação de Saída	$V_{DD2}$	3,0	5,5	V
Corrente de Alimentação de Saída	$I_{DD2}$	6,5	12	mA
Tensão de Entrada	$V_{in}$	0	2	V
Tensão de Saída	$V_{out}$	0	2	V
Desvio Valor de Tensão de Entrada	$V_{os}$	-10	10	mV
Tensão Máxima de Isolamento	$V_{iorm}$	-	1414	V

Este sensor funciona através de tecnologia de acoplamento ótico o que possibilita o isolamento elétrico entre os circuitos de potência e de controlo. Consequentemente são necessárias duas fontes de alimentação ( $V_{DD1}$  e  $V_{DD2}$ ) de 5V que não partilhem a mesma massa.

Na figura 6.9 é apresentado o circuito elétrico do sensor de tensão recomendado pelo fabricante para ser aplicado à leitura da tensão de *pack* de baterias.

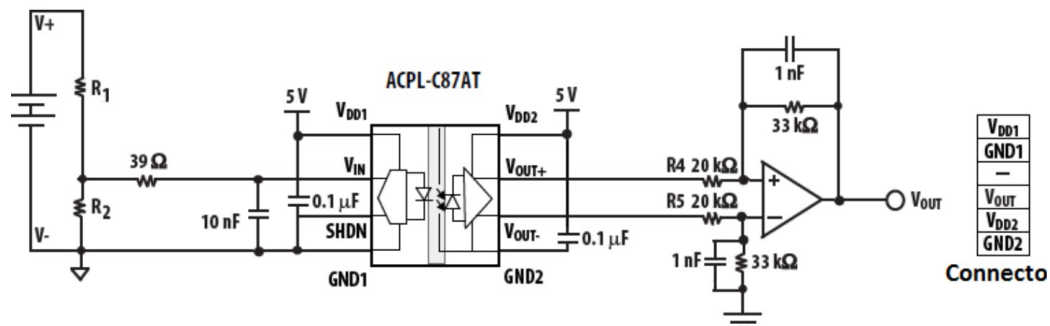


Figura 6.9: Esquema Elétrico do Sensor de Tensão[61].

A partir do circuito 6.9 foi construída a placa de circuito impresso. A placa foi dimensionada para uma tensão máxima de 650 V, requisito do próprio sensor, pelo que o divisor de tensão foi calculado de forma a obter 2V na resistência 2 ( $V_{R2} = 2V$ ) para esse valor. Por último recorreu-se ao amplificador operacional TLV2470AIP para obter o valor de tensão de saída ( $V_{out}$ ).

Como foi referido a tensão de saída  $V_{out}$  apresenta a tensão máxima pelo que para este valor corresponde valor de 2481 bits e assim a equação que possibilita calcular tensão aos terminais do banco de supercondensadores pelo microcontrolador é igual a  $a = (650/2481) * b$ , representada na figura 6.10.

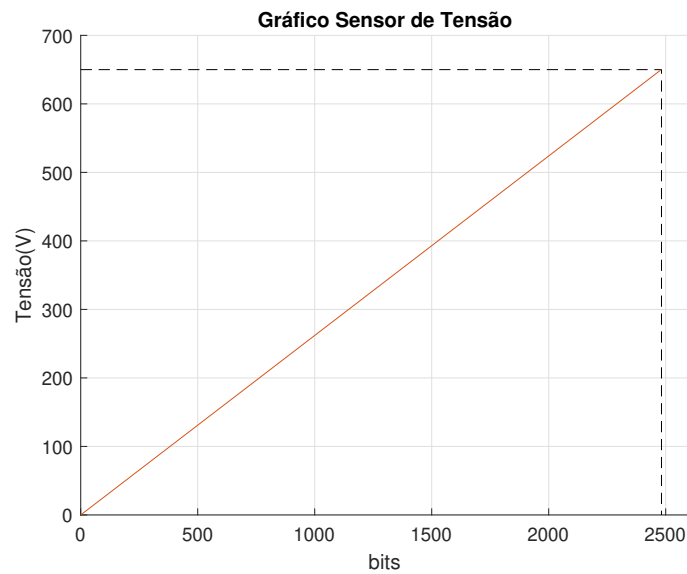


Figura 6.10: Gráfico Sensor de Tensão.

Na figura 6.11 representa o conector e as ligações do sensor de tensão às fontes de alimentação e ao microcontrolador.

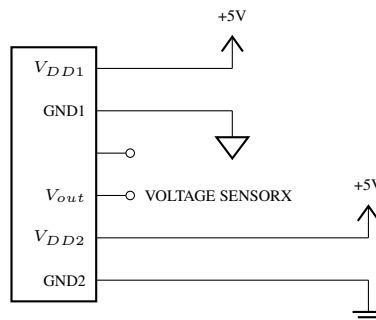


Figura 6.11: Conector Sensor de Tensão.

### 6.2.9 Fontes de Alimentação

Os circuitos lógicos, o driver e os sensores requerem fontes de alimentação para os níveis de tensão exigidos. Para que o funcionamento do sistema de controlo seja o mais estável possível e com menor ruído decidiu-se utilizar fontes de alimentação do tipo isoladas CC/CC. A tensão primária para a oferta comercial deste componente pode ser de 3.3/5/9/12/15/24/48V. Decidiu-se escolher a tensão de 24V dado estar disponível uma fonte de alimentação CA/CC de 24V no laboratório. Portanto as fontes de alimentação utilizadas foram: 24V/15V, 24/5V e 24/3,3V.

A fonte de alimentação utilizada para o driver foi o SPM15-150-Q12 da marca Murata. Na tabela 6.7 são apresentas algumas das suas principais características.

Foi também decido colocar uma fonte de alimentação para o microcontrolador com uma tensão de 5V. Na tabela 6.8 são apresentadas as suas principais características.

Tabela 6.7: Parâmetros da Fonte de Alimentação de Tensão 24V/15V SPM15-150-Q12[62].

Parâmetros	Símbolo	Valor	Unidade
Tensão de Entrada	$V_{in}$	24	V
Corrente Entrada(min)	$I_{in}$	130	mA
Corrente Entrada(max)	$I_{in}$	820	mA
Tensão de Saída	$V_{out}$	15	V
Corrente de Saída	$I_{out}$	1,1	V
Potência	$P_{total}$	16,5	W
Eficiência	$E_{fic}$	82,5	%

Tabela 6.8: Parâmetros da Fonte de Alimentação 24V/5V TEL 5-2411[63].

Parâmetros	Símbolo	Valor	Unidade
Tensão de Entrada	$V_{in}$	24	V
Corrente Entrada(max)	$I_{in}$	251	mA
Tensão de Saída	$V_{out}$	5	V
Corrente de Saída	$I_{out}$	1	A
Potência	$P_{total}$	5	W
Eficiência	$E_{fic}$	83	%

Fontes de alimentação para os sensores de tensão :

Tabela 6.9: Parâmetros da Fonte de Alimentação 24V/5V TBA 1-2411E[64].

Parâmetros	Símbolo	Valor	Unidade
Tensão de Entrada	$V_{in}$	24	V
Corrente Entrada(min)	$I_{in}$	10	mA
Tensão de Saída	$V_{out}$	5	V
Corrente de Saída	$I_{out}$	200	mA
Potência	$P_{total}$	1	W
Eficiência	$E_{fic}$	79	%

A fonte de alimentação de 24V/3,3V escolhida para o sensor de corrente

Tabela 6.10: Parâmetros da Fonte de Alimentação 24V/3,3V IE2403S[65].

Parâmetros	Símbolo	Valor	Unidade
Tensão de Entrada	$V_{in}$	24	V
Corrente Entrada(min)	$I_{in}$	10	mA
Tensão de Saída	$V_{out}$	3,3	V
Corrente de Saída	$I_{out}$	300	mA
Potência	$P_{total}$	1	W
Eficiência	$E_{fic}$	72	%

### 6.2.10 Placa Desenvolvida

Após a validação dos circuitos de monitorização e controlo foi desenhada a placa de circuito impresso recorrendo ao programa EAGLE. A placa inclui os circuitos de monitorização e controlo dos IGBT's, as fontes de alimentação dos circuitos e dos sensores, os conectores tipo macho para os sensores de tensão e corrente e também os terminais para o microcontrolador. Na figura 6.12 é apresentada o modelo 3D da placa recorrendo ao programa Fusion360.

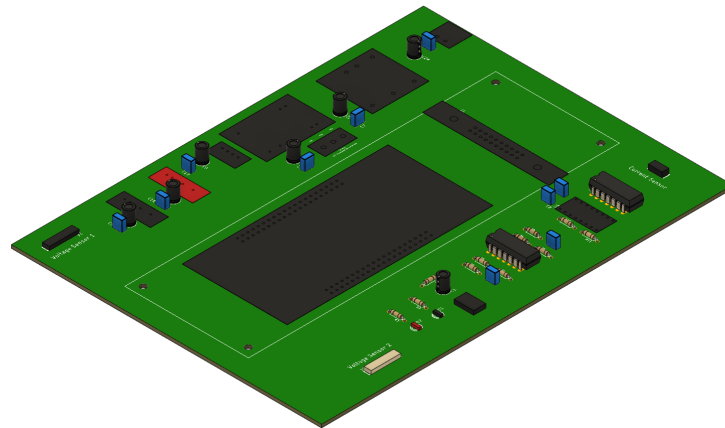


Figura 6.12: Placa de Circuito Impresso Desenvolvida.

Na figura 6.13 estão ilustradas as ligações aos pinos do microcontrolador. Os sinais de entrada e de saída estão identificados pelas designações *in* e *out*, respetivamente.

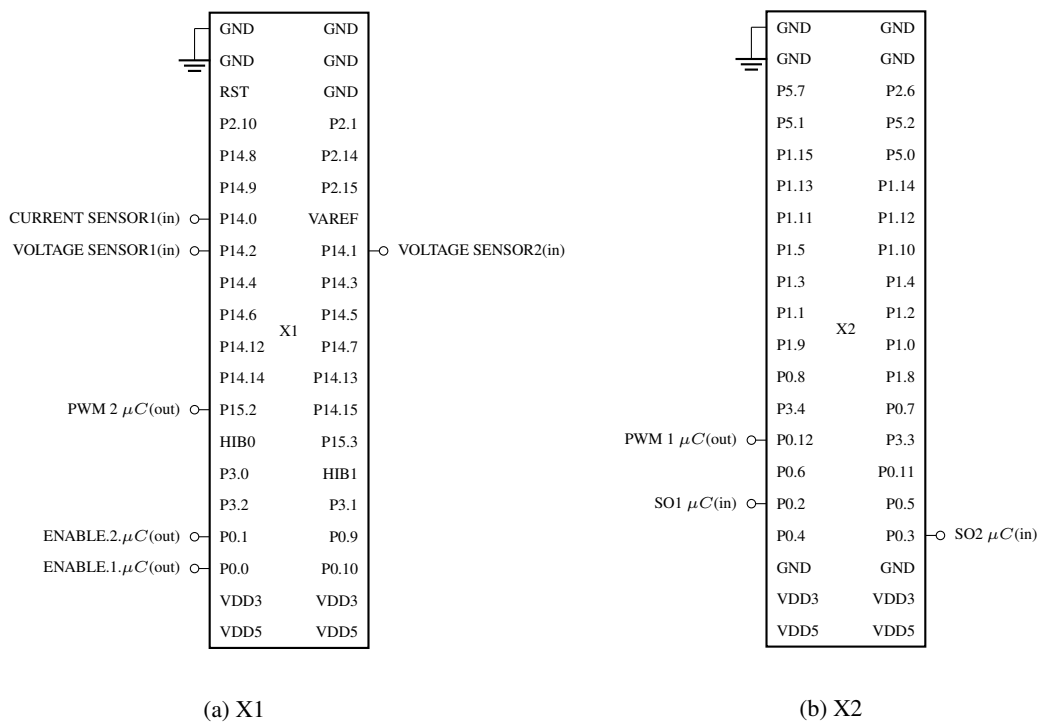


Figura 6.13: Terminais Microcontrolador e Respetivas Ligações

### 6.3 Software

A programação do microcontrolador consiste na última tarefa a concluir, antes de testar o conversor. Para isso recorreu-se ao *Integrated Development Environment* (IDE) designado DAVE, fornecido pelo fabricante do microcontrolador escolhido, que possibilita conciliar código C e APP's, o que torna o processo mais eficiente.

As necessidades de programação para a implementação do conversor podem ser divididas da seguinte forma:

- Monitorização do Conversor;
- Aquisição e filtragem dos sinais;
- Controlo ;
- Modulação PWM.

Na figura 6.14 são apresentados os fluxogramas que descrevem a estrutura geral de execução do código para os modos de carga e descarga do conversor.

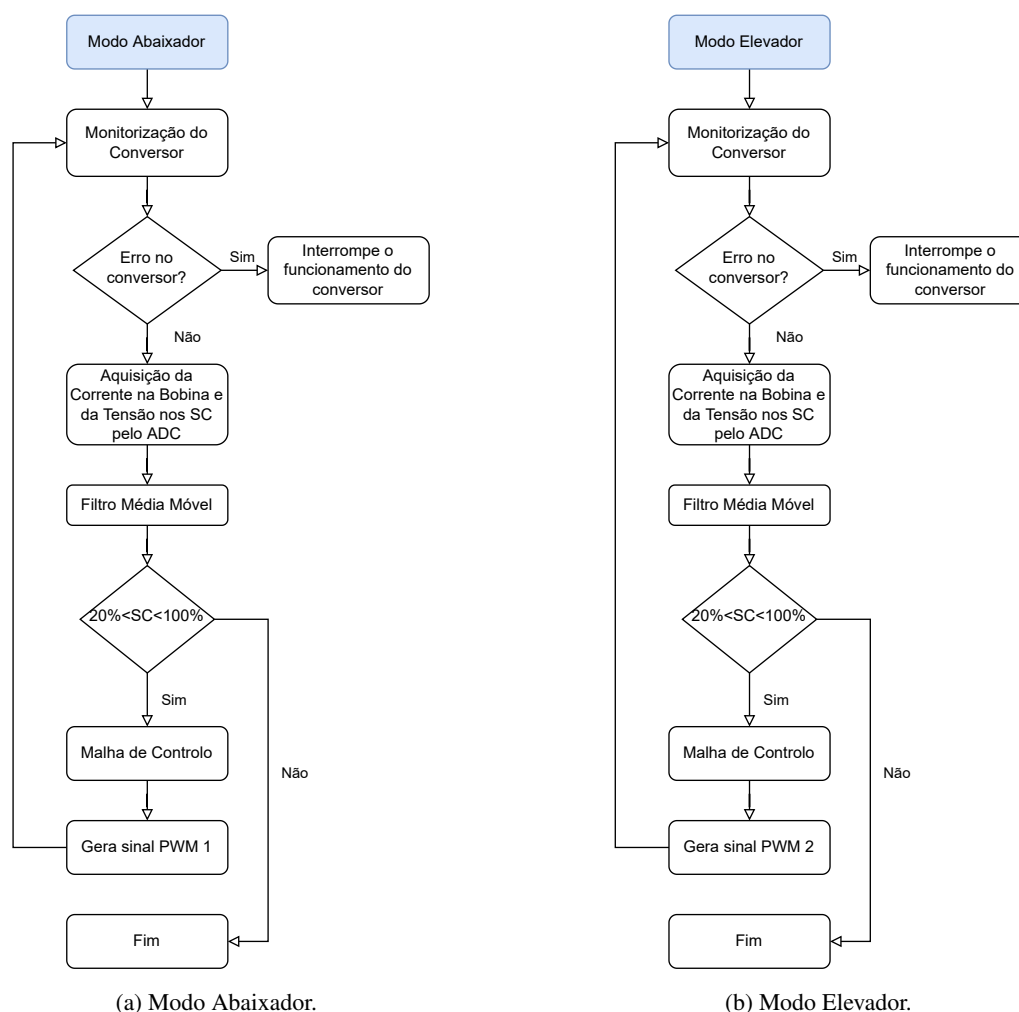


Figura 6.14: Fluxogramas

### 6.3.1 Monitorização do Conversor

A monitorização do conversor consiste na leitura, através da *app* DIGITAL\_IO, dos sinais de erro do *driver* SO1  $\mu C$  e SO2  $\mu C$ , e em caso de alteração do seu estado lógico interromper a execução do código.

A *app* DIGITAL\_IO permite também gerar sinais lógicos. Assim, são utilizadas duas *app*'s que geram os sinais lógicos de *ENABLE.1.μC* *ENABLE.2.μC* que ativam as respetivas saídas do *level-shifter* dependendo do modo de funcionamento, conforme explicado na secção 6.2.6.

### 6.3.2 Aquisição e Filtragem dos Sinais

A aquisição dos sinais de corrente e tensão dos supercondensadores é feito com recurso à *app* designada ADC\_MEASUREMENT\_ADV, que possui até 8 canais, que convertem um sinal analógico de 0 a 3.3V num sinal digital de 12 bits, ou seja de 0 a  $2^{12}$  bits. A leitura do valores é realizada de forma sequencial e a uma frequência de amostragem, que pelo teorema de *Nyquist* deve ser no mínimo duas vezes superior à frequência do sinal analógico a amostrar. Visto que a frequência do sinal analógico da corrente é de 1kHz decidiu-se definir como frequência de amostragem 10kHz. Para definir a frequência de amostragem recorreu-se a uma *app* PWM com um frequência de 10kHz e associou-se o evento "*period\_match*" à *app* ADC\_MEASUREMENT\_ADV, para que dessa forma os valores sejam lidos em períodos de 0.1 ms.

Após a leitura do sinal analógico e convertido para *bits* procedeu-se à filtragem do valor. Neste passo foram utilizados dois métodos. A primeira consiste num filtro de valor médio, no qual se calcula o valor médio da corrente a partir de *n* valores armazenados num vetor. Para definir o tamanho do vetor é necessário ter em conta a relação entre a frequência de amostragem e a frequência de comutação. Visto que a primeira é igual 10kHz e a segunda igual a 1kHz teremos 10 leituras por ciclo de comutação. Para obter uma melhor leitura do valor médio definiram-se 20 posições para o vetor. O funcionamento do filtro também designado de filtro de média móvel é descrito pelo fluxograma da figura 6.15. Cada nova leitura é somada ao valor da iteração anterior subtraindo a leitura mais antiga no vetor. A cada iteração o valor mais antigo é substituído pelo mais recente. Este filtro tem assim um comportamento semelhante a um filtro passa-baixo, pois elimina variações a frequência mais elevadas.

Uma segunda abordagem é baseada no sinal de controlo dos transístores. O *rising edge* e o *falling edge* do sinal PWM, para ambos os modos de funcionamento do conversor correspondem ao valor mínimo e máximo daquele ciclo, respetivamente. Por conseguinte é calculado o valor médio da corrente e aplicado à respetiva equação do sensor. Ambas as soluções foram validadas em testes não se tendo verificado diferenças no controlo do conversor, pelo que se escolheu a primeira abordagem por respeitar o teorema da amostragem.

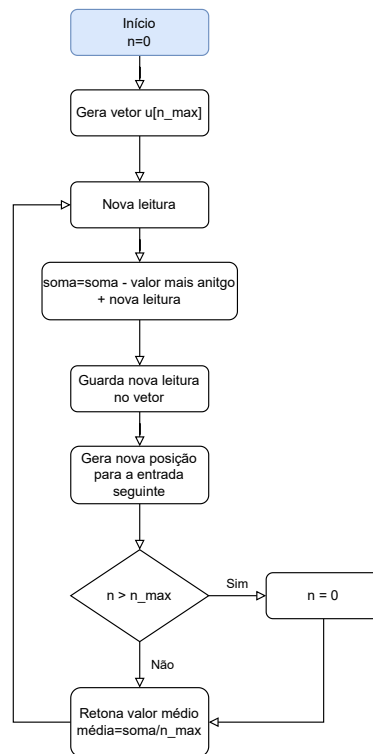


Figura 6.15: Fluxograma de Implementação de Filtro de Média.

### 6.3.3 Controlo

A malha de controlo utilizada é idêntica à desenvolvida na simulação em tempo discreto, da secção 5.4. Esta consiste em dois controladores PI, com deteção de saturação e malha de anti-sobrelevação (*anti-windup*). Neste ponto do código é calculado o valor de *duty-cycle* que será utilizado na modulação PWM.

### 6.3.4 Modulação PWM

A modulação PWM do conversor é conseguido pelo uso de duas *app's* PWM. Esta *app* permite o uso de comandos específicos que permitem alterar o valor de frequência e o valor de *duty-cycle*. Neste conversor a frequência será fixa e igual a 1000 Hz. O valor de *duty-cycle* calculado na malha de controlo, deve ser multiplicado por 10000, visto que a *app* apenas aceita valores compreendidos entre 0 e 10000. De seguida, este valor é aplicado ao comando `PWM_SetDutyCycle(&IGBT1,duty-cycle)` permitindo assim gerar o sinal PWM pretendido a 3.3V:

- PWM 1  $\mu C$ (out)- IGBT1 (modo de carga);
- PWM 2  $\mu C$ (out)- IGBT2 (modo de descarga).

## 6.4 Testes e Resultados Experimentais

Na atual secção serão apresentados os teste realizados aos componentes e resultados obtidos do funcionamento do conversor para o modo de carga e de descarga.

### 6.4.1 Teste aos Supercondensadores

Os supercondensadores utilizados neste projeto , apesar de novos, já se encontravam armazenados há cerca de 5 anos, pelo que se decidiu testar a sua capacidade. Para isso escolheram-se de forma aleatória entre 20 supercondensadores 5, que foram carregados a uma corrente constante até atingir metade da sua capacidade (1,35V). De seguida,após alguns segundos, foram descarregados até atingir 0 V. Para a realização do teste foi utilizada a fonte de alimentação de bancada do laboratório que fornece 6A de corrente máxima. Antes de testar o supercondensador descarregou-se a célula, que apresentava uma tensão de 0,01V, recorrendo a uma resistência de 1W, durante uma hora para garantir que se encontrava totalmente descarregada.

A capacidade dos supercondensadores foi calculada a partir da equação 6.1, em que  $I_c$  corresponde à corrente de carga do supercondensador,  $\Delta t = t_{final} - t_{inicial}$  o período de tempo em segundos que demorou a atingir metade da tensão máxima,  $V_f$  e  $V_i$  correspondem à tensão final e inicial do supercondensador.

$$C_{sc} = \frac{I_c \times \Delta t}{V_f - V_i} \quad (6.1)$$

Tabela 6.11: Capacidade Supercondensadores Testados.

Supercondensador	Tensão Final $V_f$ (V)	Tempo final $t_f$ (s)	Capacidade(F)
1	1.35	665	2955,5
2	1.34	659	2950,7
3	1.35	652	2897,8
4	1.35	655	2911,1
5	1.35	662	2942,2

\* $t_i = 0$  e  $V_i = 0$

O valor de resistência equivalente série pode ser calculada pela equação 6.2 em que  $V_2$  corresponde ao valor máximo atingido pela célula no período de carga e  $V_r$  a tensão medida na célula após ser desligada a fonte de corrente. Contudo não foi possível obter este valor uma vez que não se detetou uma queda de tensão ao desligar a fonte, algo que é explicado pelo uso de uma corrente de teste baixa comparativamente com a que é de facto utilizada em testes pelo fabricante, cerca de 100A para este modelo[66].

$$R_{csr} = \frac{V_2 - V_r}{I_c} \quad (6.2)$$

### 6.4.2 Teste Comutação Driver

O teste de comutação dos IGBT's teve como objetivo analisar o funcionamento do modulo de IGBT's, o driver e os restantes circuitos eletrónicos, nomeadamente o *level shifter* referido em 6.2.5. Foi colocado um condensador de  $5,7\text{nF}$  entre os terminais de gate e emissor do driver igual ao valor de  $C_{GE}$  do módulo de IGBT's. Recorrendo ao microcontrolador e ao software DAVE utilizou-se a APP PWM para gerar os sinais de comando  $PWM1\mu C$  e  $PWM2\mu C$  a uma frequência de  $1\text{kHz}$  e *duty-cycle* fixo de  $50\%$ .

Na figura 6.16 são apresentadas as formas de onda do sinal  $PWM1DriverC$  e a tensão gate-emissor  $V_{GE}$  do IGTB 1. Verifica-se que existe um atraso de  $185\text{ns}$  entre o rising edge do sinal de comando e o rising edge da tensão  $V_{GE}$ , o que nos indica que o tempo de  $turn_{on}$  do IGBT para a situação sem carga.

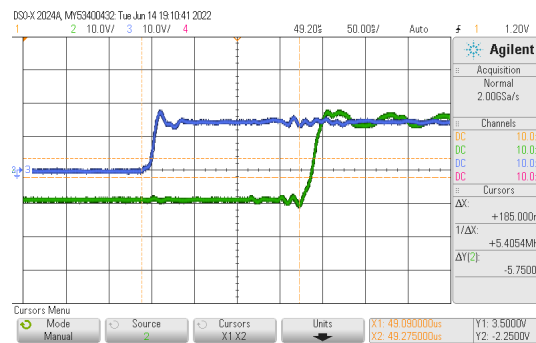


Figura 6.16: Período de  $turn_{on}$ .

Da mesma forma na figura 6.17 é possível observar as formas de onda para a instante de  $turn_{off}$ . A curva a azul representa o sinal  $PWM1DriverC$  e a curva a verde a tensão gate-emissor  $V_{GE}$  no driver. Verifica-se que existe um atraso de  $120\text{ns}$  entre o falling edge do sinal de comando e o falling edge da tensão  $V_{GE}$ , o que nos indica que o tempo de  $turn_{off}$  do IGBT para a situação sem carga.

e

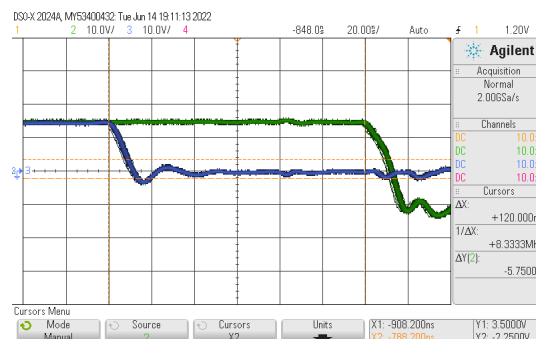


Figura 6.17: Período de  $turn_{off}$ .

### 6.4.3 Procedimento de Teste

Dado não dispor de um protótipo da *microgrid* do comboio o teste do conversor foi realizado de forma isolada. Para isso, foram construídos dois módulos de supercondensadores. O primeiro módulo com uma tensão máxima de 20V substitui o barramento DC e o segundo módulo com uma tensão de 15V corresponde ao banco de supercondensadores. O primeiro passo do teste foi carregar totalmente o módulo de 20V, recorrendo à fonte de alimentação CC da bancada. De seguida o sistema foi montado e procedeu-se à transferência de energia entre os dois módulos.

### 6.4.4 Resultados Modo de Carga

Os gráficos apresentados foram obtidos a partir da leitura do ficheiro .csv, gerado no osciloscópio, por um código MATLAB simples, permitindo assim gerar os gráficos para os diferentes períodos.

Na figura 6.18 é apresentado o resultado do teste para o período transitório. Na análise do gráfico da corrente  $I_L$  verifica-se que sistema demora 0.3 s a atingir a corrente de referência de 5A. As figuras 6.19 e 6.20 representam o regime permanente de funcionamento do conversor e o instante de término do carregamento dos supercondensadores.

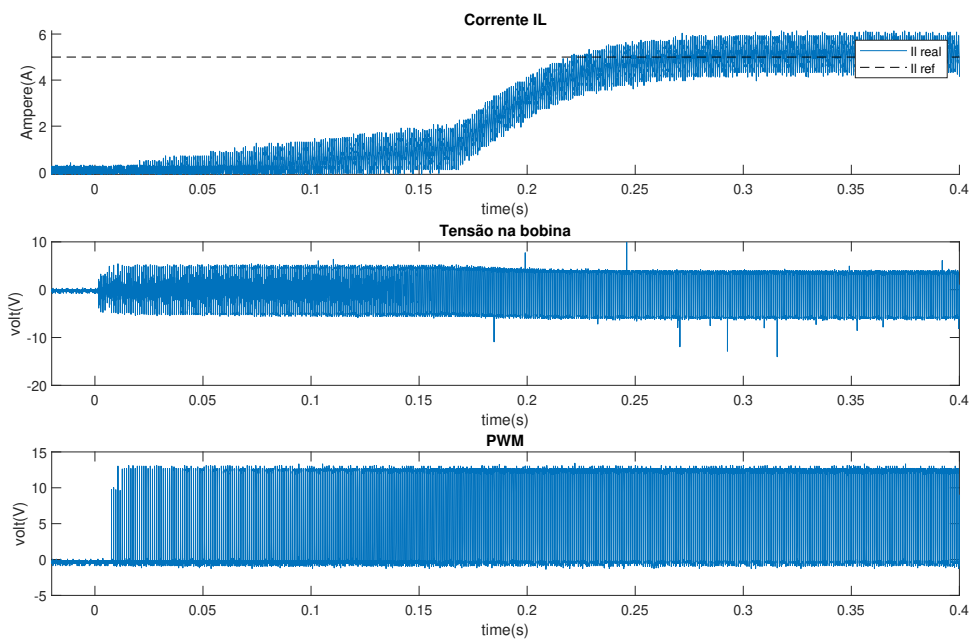


Figura 6.18: Formas de Onda Regime Transitório.

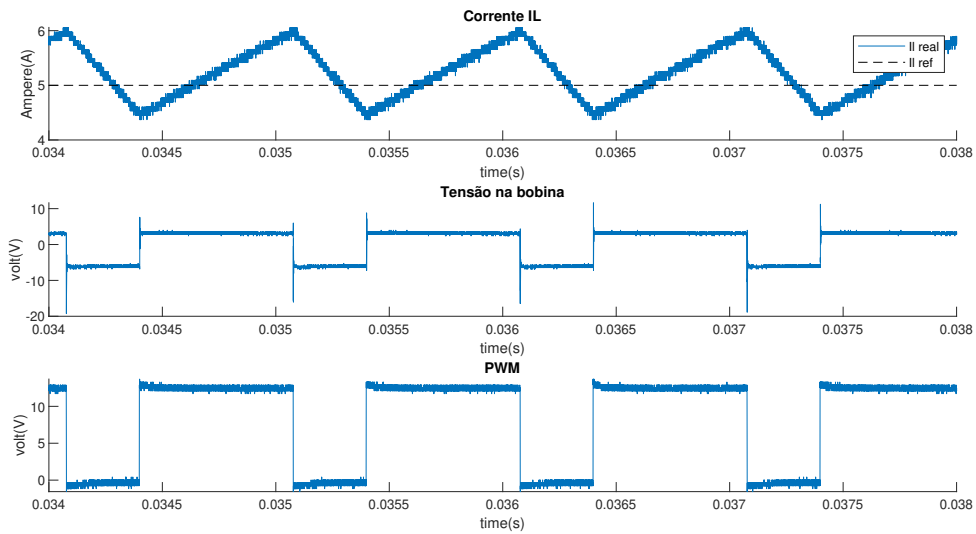


Figura 6.19: Formas de Onda Regime Permanente.

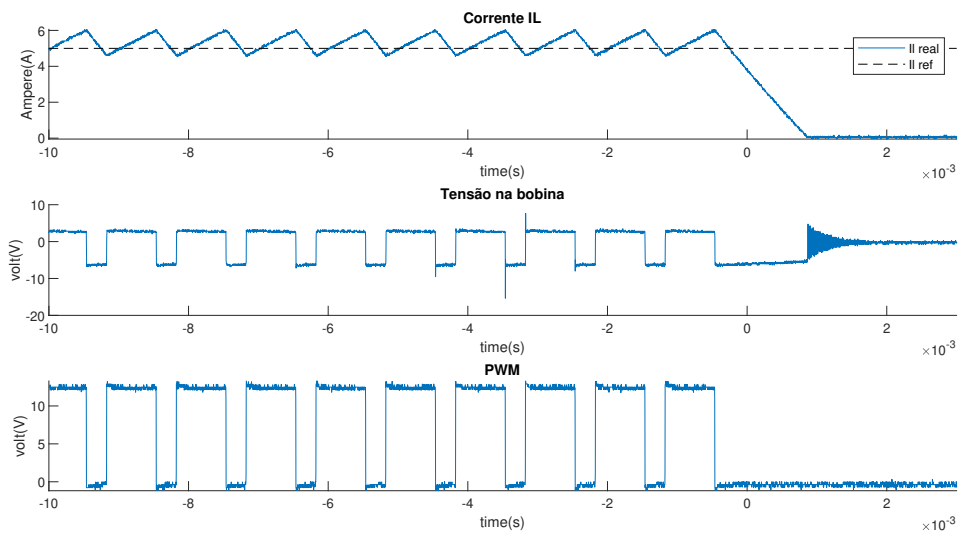


Figura 6.20: Formas de Onda  $turn_{off}$ .

### 6.4.5 Resultados Modo de Descarga

No teste do modo de descarga verifica-se pelo gráfico da corrente da figura 6.21 que o sistema demora 0,12 s a atingir a estabilidade. Os gráficos das figuras 6.22 e 6.23 que o conversor transfere de forma estável energia do módulo de 15V para o módulo de 20V durante o regime permanente.

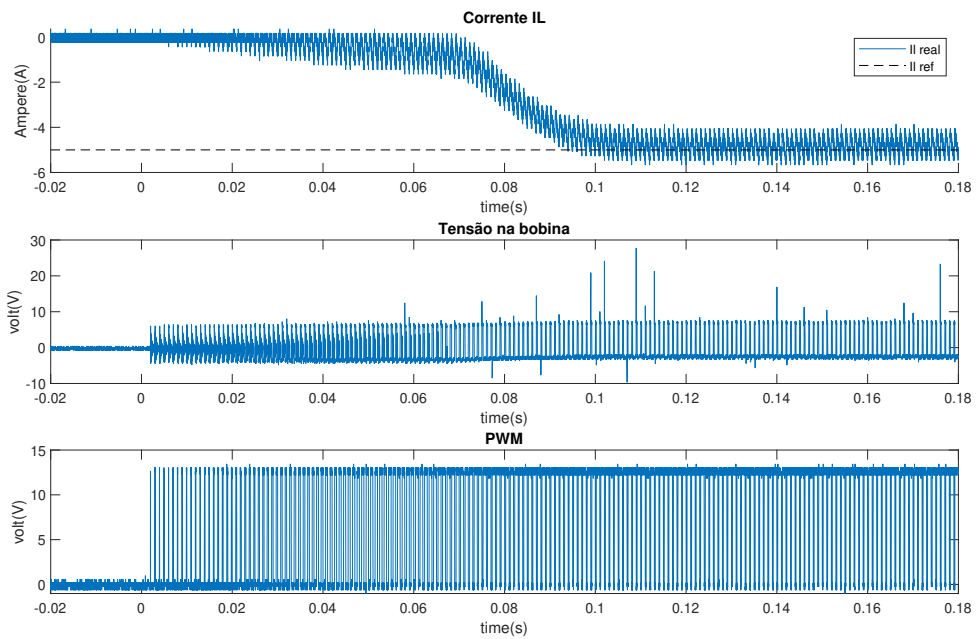


Figura 6.21: Formas de Onda Regime Transitório.

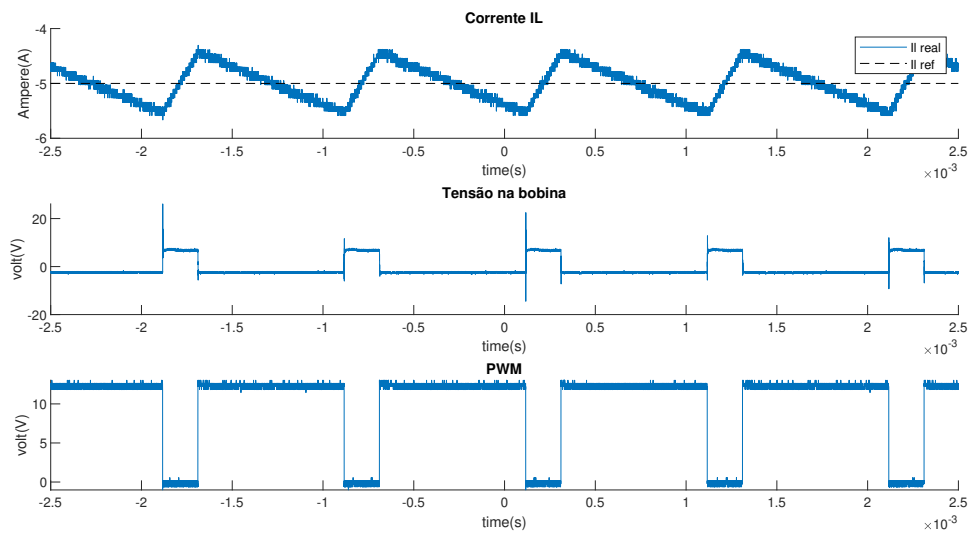


Figura 6.22: Formas de Onda Regime Permanente.

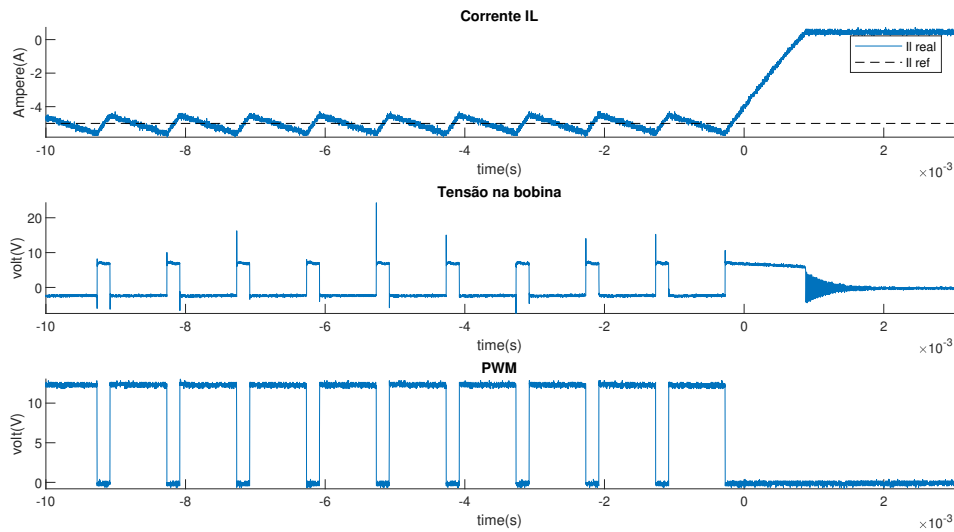


Figura 6.23: Formas de Onda  $turn_{off}$ .

## 6.5 Conclusão

Ao longo deste capítulo foi descrito o trabalho laboratorial desenvolvido. Foram descritos os componentes utilizados e as montagens disponibilizadas de trabalhos anteriores, como por exemplo, a placa de circuito impresso para o *driver*, o que possibilitou reduzir o tempo necessário para a implementação. De seguida foram construídos os circuitos complementares, como o de aumento do sinal de controlo com recurso ao *level-shifter* e os circuitos de monitorização, importantes na proteção de todos os componentes do conversor em caso de falha de comutação ou ocorrência de curto-circuito.

Em relação aos resultados obtidos, estes possibilitaram avaliar o desempenho dos circuitos e aferir a estabilidade dos controladores PI, embora não tenha sido possível a integração do mesmo no circuito para o qual foi desenvolvido.

## Capítulo 7

# Conclusões e Trabalho Futuro

Neste último capítulo são apresentadas as principais conclusões ao trabalho e identificadas propostas para possíveis trabalhos futuros.

### 7.1 Satisfação dos Objetivos

Esta dissertação apresenta uma proposta para um sistema de armazenamento de energia, baseado em supercondensadores, a bordo do comboio Alfa Pendular.

Em primeiro lugar conduziu-se um estudo às temáticas mais relevantes de forma a definir a abordagem mais adequada ao problema. Neste ponto concluiu-se que o armazenamento a bordo, os supercondensadores do tipo EDLC e a topologia de conversor CC/CC abaixador/elevador constituem as escolhas adequadas para satisfazer os objetivos estabelecidos.

Em seguida foi projetado e dimensionado o sistema de armazenamento. Este constitui um aspeto fundamental pelo impacto a nível técnico que apresenta, pois limita, por exemplo, o valor de corrente máxima do conversor. Para cumprir este objetivo realizou-se uma análise dinâmica ao comboio para os dois períodos mais exigentes a nível de consumo e regeneração de energia. Desta forma, foi possível chegar ao valor de 15kWh de capacidade para o banco de supercondensadores.

A topologia do conversor foi também estudada de forma a compreender o seu funcionamento neste tipo de aplicação, percebendo-se por exemplo o impacto da variação da tensão nos supercondensadores no valor de ripple da corrente na bobina.

A simulação do funcionamento conversor permitiu confirmar o estudo do conversor previamente realizado no capítulo 4. Nesta fase do projeto foi possível validar o funcionamento teórico do conversor para os modos de carga e descarga dos supercondensadores. Foi também relevante para o ajuste

dos controladores PI e a sua discretização para posterior aplicação, em controlo discreto, no micro-controlador. A simulação do modelo térmico possibilitou a avaliação do desempenho térmico dos semicondutores, confirmando que a sua temperatura de junção máxima não é ultrapassada, e também o cálculo da eficiência global, cujo resultado foi de 97%.

O desenvolvimento de um protótipo laboratorial do conversor permitiu compreender a importância do desenvolvimento em paralelo do *hardware* e do *software* para o sucesso do projeto. Assim, foi possível validar o método de controlo desenvolvido em simulação e obter resultados de acordo com o esperado para a modo de carga. No entanto, visto não dispor de um barramento DC com tensão controlada não foi possível testar o modo de descarga de acordo com o sistema real.

Em conclusão, verifica-se que de forma geral os objetivos, apresentados no capítulo 1, foram cumpridos. Apenas se assinala a não validação dos resultados para o modo de descarga pelas razões já mencionadas.

## 7.2 Trabalho Futuro

O objetivo principal desta dissertação, que consistia na escolha da topologia, dimensionamento e implementação do conversor bidirecional foi cumprido. Porém e face ao trabalho apresentado neste relatório é proposta a seguinte ordem de trabalhos a realizar futuramente:

- Análise económico-financeira do projeto;
- Desenvolvimento de um simulação computacional de todo o sistema elétrico de tração do comboio;
- Realização de testes a potências mais elevadas;
- Construção de um banco de supercondensadores de maior dimensões;
- Validação do conversor CC/CC no protótipo completo do sistema de tração.

# Referências

- [1] A. Rocha, A. Araújo, A. Carvalho, and J. Sepulveda, “A New Approach for Real Time Train Energy Efficiency Optimization,” *Energies*, vol. 11, p. 2660, oct 2018. <https://doi.org/10.3390/en11102660>. [Citado nas páginas x, 1, 37 e 38]
- [2] X. Huang, Q. Liao, Q. Li, S. Tang, and K. Sun, “Power management in co-phase traction power supply system with super capacitor energy storage for electrified railways,” *Railw. Eng. Sci.*, vol. 28, pp. 85–96, mar 2020. <https://doi.org/10.1007/s40534-020-00206-x>. [Citado nas páginas ix e 2]
- [3] H. Kumar, S. K. Yadav, K. Sahay, and S. S. Kumar, “Investigation on Recuperation of Regenerative Braking Energy using ESS in (Urban) Rail Transit System,” in *2019 Int. Conf. Electr. Electron. Comput. Eng.*, pp. 1–6, IEEE, nov 2019. <https://doi.org/10.1109/UPCON47278.2019.8980241>. [Citado nas páginas ix, 5 e 23]
- [4] X. Liu and K. Li, “Energy storage devices in electrified railway systems: A review,” *Transportation Safety and Environment*, vol. 2, pp. 183–201, 07 2020. <https://doi.org/10.1093/tse/tdaa016>. [Citado nas páginas ix, xiii, 6, 7, 8, 9 e 38]
- [5] A. Rocha, “Conversão de um Renault Twingo em Veículo Elétrico: Sistema de Alimentação,” Master’s thesis, Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, 2013. [Online]. Disponível: <https://repositorio-aberto.up.pt/handle/10216/67883>. [Citado na página 6]
- [6] Gigi, “Batteries: Lithium-Ion Battery and Lithium Polymer Battery Explained.” [Online]. Disponível: <https://www.seeedstudio.com/blog/2020/11/25/batteries-lithium-ion-battery-and-lithium-polymer-battery-explained/>. [Citado nas páginas ix e 6]
- [7] J. Ma, Y. Li, N. S. Grundish, J. B. Goodenough, Y. Chen, L. Guo, Z. Peng, X. Qi, F. Yang, L. Qie, C.-A. Wang, B. Huang, Z. Huang, L. Chen, D. Su, G. Wang, X. Peng, Z. Chen, J. Yang, S. He, X. Zhang, H. Yu, C. Fu, M. Jiang, W. Deng, C.-F. Sun, Q. Pan, Y. Tang, X. Li, X. Ji, F. Wan, Z. Niu, F. Lian, C. Wang, G. G. Wallace, M. Fan, Q. Meng, S. Xin, Y.-G. Guo, and L.-J. Wan, “The 2021 battery technology roadmap,” *Journal of Physics D: Applied Physics*, vol. 54, p. 183001, apr 2021. <https://doi.org/10.1088/1361-6463/abd353>. [Citado nas páginas ix e 7]
- [8] E. Fedele, D. Iannuzzi, and A. Del Pizzo, “Onboard energy storage in rail transport: Review of real applications and techno-economic assessments,” *IET Electrical Systems in Transportation*,

- vol. 11, pp. 279–309, dec 2021. <https://doi.org/10.1049/els2.12026>. [Citado nas páginas xiii, 9 e 10]
- [9] T. Funabashi, *Integration of Distributed Energy Resources in Power Systems*. Elsevier, 2016. <https://doi.org/10.1016/C2014-0-03911-1>. [Citado na página 10]
- [10] J. Libich, J. Máca, J. Vondrák, O. Čech, and M. Sedlaříková, “Supercapacitors: Properties and applications,” *Journal of Energy Storage*, vol. 17, no. March, pp. 224–227, 2018. <https://doi.org/10.1016/j.est.2018.03.012>. [Citado nas páginas xiii, 10, 11, 13 e 15]
- [11] TDK, “Capacitors, part 8 "electric double layer capacitors (edlc).” Acedido a 19/04/2022. [Online]. Disponível: [https://www.tdk.com/en/tech-mag/electronics\\_primer/11](https://www.tdk.com/en/tech-mag/electronics_primer/11). [Citado nas páginas ix, xiii e 11]
- [12] EATON, “Supercapacitors.” Acedido a 19/04/2022. [Online]. Disponível: <https://www.eaton.com/us/en-us/products/electronic-components/supercapacitors.html>. [Citado nas páginas ix e 11]
- [13] F. Béguin, V. Presser, A. Balducci, and E. Frackowiak, “Carbons and electrolytes for advanced supercapacitors,” *Advanced Materials*, vol. 26, no. 14, pp. 2219–2251, 2014. <https://doi.org/10.1002/adma.201304137>. [Citado nas páginas ix, 11, 12, 13, 15 e 16]
- [14] L. Zhou, C. Li, X. Liu, Y. Zhu, Y. Wu, and T. van Ree, “7 - metal oxides in supercapacitors,” in *Metal Oxides in Energy Technologies* (Y. Wu, ed.), Metal Oxides, pp. 169–203, Elsevier, 2018. <https://doi.org/10.1016/B978-0-12-811167-3.00007-9>. [Citado na página 12]
- [15] T. Takamura, “Chemistry, electrochemistry, and electrochemical applications | carbon,” in *Encyclopedia of Electrochemical Power Sources* (J. Garche, ed.), pp. 709–743, Amsterdam: Elsevier, 2009. <https://doi.org/10.1016/B978-044452745-5.00836-4>. [Citado nas páginas ix e 13]
- [16] P. Sharma and T. Bhatti, “A review on electrochemical double-layer capacitors,” *Energy Conversion and Management*, vol. 51, no. 12, pp. 2901–2912, 2010. <https://doi.org/10.1016/j.enconman.2010.06.031>. [Citado nas páginas 13 e 14]
- [17] F. Naseri, S. Karimi, E. Farjah, and E. Schaltz, “Supercapacitor management system: A comprehensive review of modeling, estimation, balancing, and protection techniques,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 155, p. 111913, 2022. <https://doi.org/10.1016/j.rser.2021.111913>. [Citado nas páginas ix, 14, 16, 17 e 18]
- [18] F. Rafik, H. Gualous, R. Gallay, A. Crausaz, and A. Berthon, “Frequency, thermal and voltage supercapacitor characterization and modeling,” *Journal of Power Sources*, vol. 165, no. 2, pp. 928–934, 2007. <https://doi.org/10.1016/j.jpowsour.2006.12.021>. [Citado nas páginas ix, 14 e 15]

- [19] M. Holtkamp and G. Alonso, “RAQ Issue 179 : Energy Storage Using Supercapacitors : How Big Is Big Enough ?,” *Analog Dialogue*, vol. 54, no. 3, 2020. Acedido a 25/04/2022. [Online]. Disponível: <https://www.analog.com/media/en/analog-dialogue/raqs/raq-issue-179.pdf>. [Citado na página 15]
- [20] “Datasheet 2.7V 3000F Ultracapacitor Cell.” Acedido a 20/04/2022. [Online]. Disponível: [https://maxwell.com/wp-content/uploads/2021/09/3003279.2\\_Final-DS\\_New-2.7V-3000F-Cell\\_20210406.pdf](https://maxwell.com/wp-content/uploads/2021/09/3003279.2_Final-DS_New-2.7V-3000F-Cell_20210406.pdf). [Citado na página 16]
- [21] F. S. Garcia, A. A. Ferreira, and J. A. Pomilio, “Control Strategy for Battery-Ultracapacitor Hybrid Energy Storage System,” in *2009 Twenty-Fourth Annu. IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo.*, pp. 826–832, IEEE, feb 2009. <https://doi.org/10.1109/APEC.2009.4802757>. [Citado nas páginas ix e 16]
- [22] P. Barrade, S. Pittet, and A. Rufer, “Energy storage system using a series connection of supercapacitors, with an active device for equalizing the voltages,” *IPEC 2000 : International Power Electronics Conference*, 2000. Acedido a 15/04/2022. [Online]. Disponível: [https://www.researchgate.net/publication/37425097\\_Energy\\_storage\\_system\\_using\\_a\\_series\\_connection\\_of\\_supercapacitors\\_with\\_an\\_active\\_device\\_for\\_equalizing\\_the\\_voltages](https://www.researchgate.net/publication/37425097_Energy_storage_system_using_a_series_connection_of_supercapacitors_with_an_active_device_for_equalizing_the_voltages). [Citado nas páginas ix, 17 e 18]
- [23] R. d. C. C. Pereira, “Análise ao Sistema de Alimentação de Tração Elétrica ( 1x25 kV - Rede convencional , 2x25 kV - Rede convencional + Alta velocidade ),” Master’s thesis, Instituto Superior de Engenharia do Porto, 2013. [Online]. Disponível: [https://recipp.ipp.pt/bitstream/10400.22/6518/1/DM\\_RuiPereira\\_2013\\_MEESE.pdf](https://recipp.ipp.pt/bitstream/10400.22/6518/1/DM_RuiPereira_2013_MEESE.pdf). [Citado nas páginas ix, 19 e 20]
- [24] A. Fonseca, “Energy Optimization in Railway Systems,” Master’s thesis, Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, 2021. [Online]. Disponível: <https://repositorio-aberto.up.pt/bitstream/10216/135437/2/486801.pdf>. [Citado nas páginas ix, 21, 25, 37 e 61]
- [25] V. Viswanatha, A. C. Ramachandra, and R. Venkata Siva Reddy, “Bidirectional DC-DC converter circuits and smart control algorithms: a review,” *Journal of Electrical Systems and Information Technology*, vol. 9, no. 1, 2022. <https://doi.org/10.1186/s43067-022-00048-z>. [Citado na página 22]
- [26] S. Chakraborty, H. N. Vu, M. M. Hasan, D. D. Tran, M. El Baghdadi, and O. Hegazy, “DC-DC converter topologies for electric vehicles, plug-in hybrid electric vehicles and fast charging stations: State of the art and future trends,” *Energies*, vol. 12, no. 8, 2019. <https://doi.org/10.3390/en12081569>. [Citado na página 22]
- [27] S. A. Gorji, H. G. Sahebi, M. Ektesabi, and A. B. Rad, “Topologies and control schemes of bidirectional DC–DC power converters: An overview,” *IEEE Access*, vol. 7, pp. 117997–118019,

2019. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2019.2937239>. [Citado nas páginas ix, 22, 24 e 25]
- [28] H. R. Karshenas, H. Daneshpajoo, A. Safaee, P. Jain, and A. Bakhshai, “Bidirectional dc - dc converters for energy storage systems,” in *Energy Storage in the Emerging Era of Smart Grids* (R. Carbone, ed.), ch. 8, Rijeka: IntechOpen, 2011. <https://doi.org/10.5772/23494>. [Citado nas páginas ix, 23 e 24]
- [29] R. R. de Melo, F. L. Tofoli, S. Daher, and F. L. M. Antunes, “Interleaved bidirectional DC–DC converter for electric vehicle applications based on multiple energy storage devices,” *Electrical Engineering*, vol. 102, pp. 2011–2023, dec 2020. <https://doi.org/10.1007/s00202-020-01009-3>. [Citado nas páginas ix e 24]
- [30] M. N. Syah, E. Firmansyah, and D. R. Utomo, “Interleaved bidirectional dc-dc converter operation strategies and problem challenges: An overview,” in *2022 IEEE International Conference in Power Engineering Application (ICPEA)*, pp. 1–6, 2022. <https://doi.org/10.1109/ICPEA53519.2022.9744683>. [Citado na página 24]
- [31] C. W. T. McLyman, *Transformer and Inductor Design Handbook*. CRC Press, dec 2017. <https://doi.org/10.1201/b10865>. [Citado na página 26]
- [32] S. Maniktala, “Chapter 2 - dc–dc converter design and magnetics,” in *Switching Power Supplies A - Z (Second Edition)* (S. Maniktala, ed.), pp. 61–121, Oxford: Newnes, second edition ed., 2012. <https://doi.org/10.1016/B978-0-12-386533-5.00002-4>. [Citado nas páginas 27 e 54]
- [33] R. P. Borase, D. K. Maghade, S. Y. Sondkar, and S. N. Pawar, “A review of PID control, tuning methods and applications,” *International Journal of Dynamics and Control*, vol. 9, pp. 818–827, jun 2021. <https://doi.org/10.1007/s40435-020-00665-4>. [Citado na página 27]
- [34] N. Guerra, “Projeto de um Conversor CC-CC do tipo Elevador,” Master’s thesis, Instituto Superior de Engenharia do Porto, 2017. [Online]. Disponível: [https://recipp.ipp.pt/bitstream/10400.22/9847/1/DM\\_NunoGuerra\\_2017\\_MEEC.pdf](https://recipp.ipp.pt/bitstream/10400.22/9847/1/DM_NunoGuerra_2017_MEEC.pdf). [Citado na página 28]
- [35] M. Rodrigues, “Projeto de um Travão com Máquina Elétrica,” Master’s thesis, Universidade da Madeira, 2020. [Online]. Disponível: <https://digituma.uma.pt/handle/10400.13/3005>. [Citado na página 28]
- [36] M. H. Rashid, *Power Electronics Handbook*. Elsevier, 4 ed., 2018. <https://doi.org/10.1016/C2016-0-00847-1>. [Citado nas páginas ix, 28 e 29]
- [37] S. Zhao, X. Zhao, Y. Wei, Y. Zhao, and H. A. Mantooth, “A Review of Switching Slew Rate Control for Silicon Carbide Devices Using Active Gate Drivers,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 9, no. 4, pp. 4096–4114, 2021. <https://doi.org/10.1109/JESTPE.2020.3008344>. [Citado na página 29]

- [38] B. J. Baliga, "Chapter 1 - introduction," in *The IGBT Device* (B. J. Baliga, ed.), pp. 1–18, Amsterdam: William Andrew Publishing, 2015. <https://doi.org/10.1016/B978-1-4557-3143-5.00001-8>. [Citado nas páginas ix e 30]
- [39] L. Han, L. Liang, Y. Kang, and Y. Qiu, "A review of sic igbt: Models, fabrications, characteristics, and applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, no. 2, pp. 2080–2093, 2021. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2020.3005940>. [Citado na página 30]
- [40] Rohm CO LTD, "Application Note Thermal Design (Basic) Basics of Thermal Resistance and Heat Dissipation," 2021. Acedido a 18/06/2022. [Online]. Disponível: [https://fscdn.rohm.com/en/products/databook/applinote/common/basics\\_of\\_thermal\\_resistance\\_and\\_heat\\_dissipation\\_an-e.pdf](https://fscdn.rohm.com/en/products/databook/applinote/common/basics_of_thermal_resistance_and_heat_dissipation_an-e.pdf). [Citado nas páginas xiii, 31 e 32]
- [41] Hitachi, "Thermal Equivalent Model of IGBT Modules," 2015. Acedido a 18/06/2022. [Online]. Disponível: [https://www.hitachi-power-semiconductor-device.co.jp/products/igbt/pdf/thermal\\_model.pdf](https://www.hitachi-power-semiconductor-device.co.jp/products/igbt/pdf/thermal_model.pdf). [Citado nas páginas x, 31, 32 e 33]
- [42] C. Tang and T. Thiringer, "Thermal modelling of a mutlichip igbt power module," in *2019 21st European Conference on Power Electronics and Applications (EPE '19 ECCE Europe)*, pp. P.1–P.8, 2019. <https://doi.org/10.23919/EPE.2019.8914769>. [Citado na página 31]
- [43] N. Lobontiu, "Chapter 5 - fluid and thermal systems," in *System Dynamics for Engineering Students* (N. Lobontiu, ed.), pp. 151–203, Boston: Academic Press, 2010. <https://doi.org/10.1016/B978-0-240-81128-4.00005-2>. [Citado nas páginas xiii, 31 e 32]
- [44] G. Caruso, "Chapter 3-Thermal-electrical analogy: thermal network." Acedido a 20/06/2022. [Online]. Disponível: [http://www.ingaero.uniroma1.it/attachments/2176\\_Cap\\_3Thermal-electricalanalogy.pdf](http://www.ingaero.uniroma1.it/attachments/2176_Cap_3Thermal-electricalanalogy.pdf). [Citado nas páginas xiii e 32]
- [45] PLECS, "Introduction to Thermal Domain." [Online]. Disponível: [https://www.plexim.com/sites/default/files/tutorials\\_categorized/plecs/thermal\\_domain.pdf](https://www.plexim.com/sites/default/files/tutorials_categorized/plecs/thermal_domain.pdf). [Citado nas páginas xiii e 32]
- [46] H. Fox and B. Bolton, "3 - mathematical models," in *Mathematics for Engineers and Technologists* (H. Fox and B. Bolton, eds.), IIE Core Textbooks Series, pp. 85–98, Oxford: Butterworth-Heinemann, 2002. <https://doi.org/10.1016/B978-075065544-6/50004-7>. [Citado na página 31]
- [47] A. Yahyae, A. S. Bahman, and F. Blaabjerg, "A modification of offset strip fin heatsink with high-performance cooling for igbt modules," *Applied Sciences*, vol. 10, no. 3, 2020. <https://doi.org/10.3390/app10031112>. [Citado nas páginas ix e 32]
- [48] R. Schnell, M. Bayer, and S. Geissmann, "Thermal design and temperature ratings of IGBT modules: Application Note 5SYA 2093-00," 2013. Acedido a 20/06/2022. [Online]. Disponível: <https://library.e.abb.com/public/>

- d2e8a4289f27490f8469527bf6c1f1ab/ThermalDesignandTemperature\_5SYA2093.NewLay.pdf. [Citado na página 33]
- [49] Comboios de Portugal, “Cultura Ferroviária-Sabia que.” Acedido a 01/03/2022. [Online]. Disponível: <https://www.cp.pt/institucional/pt/cultura-ferroviaria/sabia-que>. [Citado nas páginas x, 35 e 36]
- [50] Trainlogistic, “Série 4000-Ficha Técnica.” Acedido a 19/04/2022. [Online]. Disponível: [https://www.trainlogistic.com/pt/Comboios/Gabinete/fich\\_atm4000.htm](https://www.trainlogistic.com/pt/Comboios/Gabinete/fich_atm4000.htm). [Citado nas páginas xiii, 36, 37, 38 e 41]
- [51] H. Douglas, P. Weston, D. Kirkwood, S. Hillmansen, and C. Roberts, “Method for validating the train motion equations used for passenger rail vehicle simulation,” *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part F: Journal of Rail and Rapid Transit*, vol. 231, pp. 455–469, apr 2017. <https://doi.org/10.1177/0954409716631784>. [Citado na página 37]
- [52] M. A. Rodriguez-Cabal, D. A. Herrera-Jaramillo, J. D. Bastidas-Rodriguez, J. P. Villegas-Ceballos, and K. S. Montes-Villa, “Methodology for the estimation of electrical power consumed by locomotives on undocumented railroad tracks,” *Energies*, vol. 15, no. 12, 2022. <https://doi.org/10.3390/en15124256>. [Citado nas páginas 40, 42 e 43]
- [53] Mouser, “PowerStor / Eaton XL60-2R7308T-R.” [Online]. Disponível: <https://pt.mouser.com/ProductDetail/PowerStor-Eaton/XL60-2R7308T-R?qs=Sd2AGZv2AHmr8s4Arrqy2g%3D%3D>. [Citado nas páginas xiii, 43 e 44]
- [54] DYNEX, “AN6156 Calculating Power Losses in an IGBT Module,” vol. 44, no. 0, pp. 1–13, 2021. [Online]. Disponível: [https://www.dynexsemi.com/Portals/0/assets/downloads/DNX\\_AN6156.pdf](https://www.dynexsemi.com/Portals/0/assets/downloads/DNX_AN6156.pdf). [Citado nas páginas x e 54]
- [55] F. Alferink, “Average and effective values.” [Online]. Disponível: <https://meettechnik.info/compendium/average-effective.html>. [Citado na página 54]
- [56] I. T. Ag, “Industrial IGBT Modules Explanation of Technical Information Industrial IGBT Modules Explanation of Technical Information,” no. May, pp. 1–33, 2013. [Online]. Disponível: [https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-AN2011\\_05\\_IGBT\\_Modules\\_Explanation-ApplicationNotes-v01\\_02-EN.pdf?fileId=db3a304334c41e910134eb12584604e2](https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-AN2011_05_IGBT_Modules_Explanation-ApplicationNotes-v01_02-EN.pdf?fileId=db3a304334c41e910134eb12584604e2). [Citado nas páginas x, 55, 56 e 57]
- [57] Infineon, “Datasheet FZ1200R45KL3-B5 Highly insulated module.” [Online]. Disponível: [https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-FZ1200R45KL3\\_B5-DataSheet-v01\\_10-EN.pdf?fileId=db3a30433dd42dcf013dd5609e070303](https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-FZ1200R45KL3_B5-DataSheet-v01_10-EN.pdf?fileId=db3a30433dd42dcf013dd5609e070303). [Citado nas páginas xi, xiii, 61, 74 e 75]
- [58] X. Lin, H. Wu, Z. Liu, B. Ying, C. Ye, Y. Zhang, and Z. Li, “Design and Analysis of the IGBT Heat Dissipation Structure Based on Computational Continuum Mechanics,” *Entropy*, vol. 22, p. 816, jul 2020. <https://doi.org/10.3390/e22080816>. [Citado na página 76]

- [59] F. E. G. . C. KG, “FLKI400G400.” [Online]. Disponível: <https://tinyurl.com/59dcum95>. [Citado nas páginas xiii e 76]
- [60] engineeringtoolbox, “Ethylene Glycol Heat-Transfer Fluid Properties.” [Online]. Disponível: [https://www.engineeringtoolbox.com/ethylene-glycol-d\\_146.html](https://www.engineeringtoolbox.com/ethylene-glycol-d_146.html). [Citado na página 76]
- [61] P. Ricardo, “Development of a Switched Reluctance Motor Drive for an Electrical Vehicle,” Master’s thesis, Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, 2016. [Online]. Disponível: <https://repositorio-aberto.up.pt/handle/10216/86526>. [Citado nas páginas xi, 83, 85 e 90]
- [62] M. P. Solution, “DC/DC Converter SPM15 Series.” [Online]. Disponível: <https://pt.mouser.com/datasheet/2/281/1/spm15-2941087.pdf>. [Citado nas páginas xiii e 92]
- [63] T. Power, “DC/DC Converter TEL 5 Series.” [Online]. Disponível: <https://www.tracopower.com/products/tel5.pdf>. [Citado nas páginas xiii e 92]
- [64] T. Power, “DC/DC Converter TBA 1E Series.” [Online]. Disponível: [https://www.tracopower.com/sites/default/files/products/datasheets/tbale\\_datasheet.pdf](https://www.tracopower.com/sites/default/files/products/datasheets/tbale_datasheet.pdf). [Citado nas páginas xiii e 92]
- [65] xppower, “DC/DC Converter IE Series.” [Online]. Disponível: [https://pt.mouser.com/datasheet/2/942/SF\\_IE-1508857.pdf](https://pt.mouser.com/datasheet/2/942/SF_IE-1508857.pdf). [Citado nas páginas xiii e 92]
- [66] Maxwell Technologies, “APPLICATION NOTE Test Procedures for Capacitance, ESR, Leakage Current and Self-Discharge Characterizations of Ultracapacitors,” 2015. [Online]. Disponível: <https://tinyurl.com/23tdy23x>. [Citado na página 97]



## Anexo A

# Código Matlab-Dinâmica do Comboio

## A.1 Parâmetros

---

```
1 clc
2 close all
3 clear all
4
5 %%Parametros do comboio
6
7 M=298300; % peso do comboio em kg
8 vmax=220/3.6; % velocidade maxima do comboio em m/s
9 Pmax=4e6; % potencia maxima do comboio em Watts
10 %% Tracao
11 Ftmax=210e3; % forza de tracao maxima em N
12 Ft_vmax= 12.5e3; % forza de tracao para a velocidade maxima
13 Pt_vmax=Ft_vmax*vmax; % potencia consumida a velocidade maxima
14 vt_sinc=Pmax/Ftmax % velocidade sincrona tracao
15 %% Travagem
16 FBmax=165e3; % forza de travagem maxima
17 Fb_vmax=72e3; % forza de travagem para a velocidade maxima
18 Pb_const=Fb_vmax*vmax
19 vmin=15/3.6; %velocidade minima de travagem regenerativa
20 vb_sinc=Pb_const/FBmax % velocidade sincrona travagem
21
22 %% Grafico de FT e FB
23
24 v=0:1/100:vmax; % vetor velocidade
```

```

25 [l,c]=size(v);
26 Ft=zeros(1,c);
27 % Calculo vetor Forca de tracoo
28 for i=1:c
29     if v(1,i)<vt_sinc
30         Ft(1,i)=Ftmax;
31     else
32         Ft(1,i)=Pmax/v(1,i);
33     end
34 end
35
36 % Calculo vetor Forca de travagem
37 Fb=zeros(1,c);
38 for i=1:c
39     if v(1,i)<vmin
40         Fb(1,i)=(FBmax/vmin)*v(1,i);
41     elseif (v(1,i)>vmin) && (v(1,i)<vb_sinc)
42         Fb(1,i)=FBmax;
43     else
44         Fb(1,i)=Pb_const/v(1,i);
45     end
46 end
47
48 % Grafico
49 figure(1)
50 grid on
51 axis([0 61.11 0 220e3])
52 hold on
53 plot(v,Ft)
54 plot(v,Fb)
55 hold off
56 title('Forca de Tracao e Travagem')
57 ylabel('N')
58 xlabel('m/s')
59 legend('F_T','F_B')

```

---

Listagem A.1: Parâmetros comboio.

## A.2 Fase de Aceleração

---

```

1 vant=0;
2 velocidade=zeros(1,220);
3 passo=(1/1000)
4 i=0:passo:250 ;
5 [l,c]=size(i);
6
7 % Calculo da velocidade

```

```

8 for j=1:c
9     if(vant<=(220/3.6))
10        velocidade(1,j)=vant+aceleracao(vant)*passo;
11        vant=velocidade(1,j);
12
13    else
14        velocidade(1,j)=(220/3.6);
15
16    end
17 end
18 % Calculo de forza de travagem em funcao do tempo
19 for j=1:c
20     v(1,j)=velocidade(1,j);
21     if v(1,j)<=19.0476
22         FT(1,j)=(210e3);
23     else
24         FT(1,j)=(4e6/v(1,j));
25     end
26 end
27
28 % Calculo da potencia mecanica
29 for j=1:c
30
31     p_mec(1,j)=FT(1,j)*v(1,j);
32
33 end
34
35 %% Calculo do consumo de energia no periodo de aceleracao
36 %% tempo ate atingir a velocidade maxima(t_final)
37 [rows,cols,vals]=find(velocidade>=61.1);
38 po_tfinal=cols(1)
39 t_final=i(1,cols(1))
40 t_final2=t_final/3600
41 %i(1,192571)
42
43 %% tempo decorrido em regime de binario constante
44 max_ft=max(p_mec)
45 [rows,cols,vals]=find(p_mec>=max_ft);
46 p_ftmax=cols(1)
47 t_ftmax=i(1,cols(1))
48 t_ftmax2=t_ftmax/3600
49 %% Calculo de energia mecanica
50 E_meca=(p_mec(p_ftmax)*t_ftmax2/2)+(p_mec(po_tfinal)*t_final2-p_mec(p_ftmax)*
    t_ftmax2)
51 %% Calculo de energia eletrica consumida
52 rend_conv=0.95;% rendimento do conversor
53 rend_motor=0.8; % rendimento do motor
54 rend_total=rend_conv*rend_motor; % rendimento total
55 E_eletr=E_meca/rend_total % energia eletrica consumida na fase de aceleracao
56

```

```

57 %% Graficos relativos a aceleracao
58 figure(2)
59 grid on
60 hold on
61 plot(i,velocidade)
62 plot([t_final t_final],[0,(220/3.6)],'k--')
63 plot([0 t_final],[(220/3.6),(220/3.6)],'k--')
64 plot(t_final,(220/3.6),'k*','linewidth',1)
65 %title('v(t) aceleracao')
66 xlabel('tempo(s)')
67 ylabel('m/s')
68 hold off
69
70 %%%
71 figure(3)
72 grid on
73 hold on
74 plot(i,FT)
75 plot(t_final,(4e6/(220/3.6)),'k*','linewidth',1)
76 %title('Forca de Tracao em funcao do tempo')
77 xlabel('tempo(s)')
78 ylabel('N')
79 hold off
80 %%%
81 figure(4)
82 grid on
83 axis([0 250 0 4.5e6])
84 hold on
85 plot(i,p_mec)
86 area([0 t_ftmax t_final t_final 0],[0 4e6 4e6 0 0])
87 %title('Potencia mecanica aceleracao')
88 xlabel('tempo(s)')
89 ylabel('W')
90 legend('P_{mecanica}','E_{consumida}')
91 hold off
92
93 %% Equacao da aceleracao
94 function acel = aceleracao(vant)
95 M=298300;
96 vsinc=19.0476;
97 acel1=@(v) (210e3)/M-(2000+40*v+6.9*v^2)/M; % para v<Vsincronismo
98 acel2=@(v) (4e6/v)/M-(2000+40*v+6.9*v^2)/M; % para v>Vsincronismo
99 if(vant<vsinc)
100 acel=acel1(vant);
101 else
102 acel=acel2(vant);
103 end
104 end

```

## A.3 Fase de Desaceleração

---

```

1
2 %% Desaceleracao
3 vant=61.11
4 %passo=1/10000
5 i=0:passo:250 ;
6 [l,c]=size(i);
7 velocidade2=zeros(1,c);
8
9 % Calculo da velocidade
10 for j=1:c
11     if(vant<(220/3.6) && vant>=0)
12         velocidade2(1,j)=vant-desaceleracao(vant)*passo;
13         vant=velocidade2(1,j);
14
15     else
16         velocidade2(1,j)=0;
17     end
18 end
19
20 % Calculo da forza de travagem em funcao do tempo
21 for j=1:c
22     v2(1,j)=velocidade2(1,j);
23
24     if v2(1,j)<=(15/3.6)
25         FB(1,j)=(165e3)/(15/3.6).*v2(1,j);
26
27     elseif (v2(1,j) > (15/3.6)) && (v2(1,j) <= (26.66))
28         FB(1,j)=(165e3);
29
30     else
31         FB(1,j)=(4.4e6/v2(1,j));
32     end
33 end
34
35 % Calculo da potencia mecanica de travagem
36 for j=1:c
37     p_mec_g(1,j)=FB(1,j)*v2(1,j);
38 end
39
40 %% tempo decorrido ate atingir a velocidade minima de travagem regenerativa
41 [rows,cols,vals]=find(velocidade2<(15/3.6));
42 p_tfinalb=cols(1)
43 t_finalb=i(1,cols(1))
44 t_finalb1=t_finalb/3600
45
46 pmec_vmin=p_mec_g(1,p_tfinalb)
47 %% tempo de regime de potencia constante ()

```

```

48 max_fb=max(FB)
49 [rows,cols,vals]=find(FB>=max_fb);
50 p_fbmax=cols(1)
51 t_fbmax=i(1,cols(1))
52 t_fbmax2=t_fbmax/3600
53
54
55 %% Calculo de energia mecanica
56
57 E_mecg=(p_mec(p_fbmax)*t_fbmax2)+((p_mec(p_tfinalb)*t_finalb1)-(p_mec(p_fbmax)
    *t_fbmax2))
58 %% Calculo de energia eletrica produzida
59 rend_motor=0.8;
60 rend_conv1=0.95;
61 rend_conv2=0.95;
62 rend_sc=0.95;
63 rend_total1=0.8*0.95*0.95*0.95;
64 AF=0.3;
65 E_gerada=rend_total1*AF*E_mecg
66
67 %%%
68 figure(5)
69 grid on
70 axis([0 160 0 70])
71 hold on
72 plot(i,velocidade2)
73 plot([t_finalb t_finalb],[0,(15/3.6)],'k--')
74 plot([0 t_finalb],[(15/3.6),(15/3.6)],'k--')
75 plot(t_finalb,(15/3.6), 'k*','linewidth', 1)
76 text(129,(15/3.6),'(t_{vmin}, v_{min})')
77 %title('v(t) travagem')
78 xlabel('tempo(s)')
79 ylabel('m/s')
80 hold off
81 %%%
82 figure(6)
83 grid on
84 axis([0 160 0 180e3])
85 hold on
86 plot(i,FB)
87 plot([t_finalb t_finalb],[0,165e3],'k--')
88 text(129,165e3,'(t_{vmin}, FB_{vmin})')
89 plot(t_finalb,165e3, 'k*','linewidth', 1)
90 %title('Forca de Travagem em funcao do tempo')
91 xlabel('tempo(s)')
92 ylabel('N')
93 hold off
94 %%%
95 figure(7)
96 grid on

```

```
97 axis([0 160 0 4.6e6])
98 hold on
99 plot(i,p_mec_g)
100 area([0 0 t_fbmax t_finalb t_finalb ],[0 4.4e6 4.4e6 pmec_vmin 0 ])
101 %title('Potencia mecanica travagem')
102 xlabel('tempo(s)')
103 ylabel('W')
104 legend('P_{mecanica}','E_{trav.reg.}')
105 hold off
106
107 %% Equacao da desaceleracao
108 function decel = desaceleracao(vant)
109 M=298300;
110 vsinc=26.66;
111 Vmin=4.16;
112 decel1=@(v) ((165e3)/Vmin)*v/M; % para v<Vmin
113 decel2=@(v) ((165e3)+(2000+40*v+6.9*v^2+29830*9.8*sin(0)))/M; % para v<
    Vsincronismo
114 decel3=@(v) ((4.4e6/v)+(2000+40*v+6.9*v^2+29830*9.8*sin(0)))/M; % para v>
    Vsincronismo
115 if (vant<Vmin)
116 decel=decel1(vant);
117 end
118 if ((Vmin<=vant)<=vsinc)
119 decel=decel2(vant);
120 end
121 if (vant>vsinc)
122 decel=decel3(vant);
123 end
124
125 end
```

Listagem A.3: Cálculos e Gráficos da Fase de Desaceleração.



## Anexo B

# Código C Controlador PI

---

```
1 error = IL_REF - actual_IL; // Erro
2 pi_out=prev_pi_out1+kp*(error-prev_error)+detect_sat*(kp/(Ti))*(Ts/2)*(error1+
  prev_error1);// discrete PI controller
3 prev_error = error;
4 pi_out_sat = pi_out;
5 pi_out_sat = (pi_out_sat > 0.9F) ? 0.9F :pi_out_sat;
6 pi_out_sat = (pi_out_sat < 0.0F) ? 0.0F :pi_out_sat;
7 prev_pi_out = pi_out_sat;
8 duty_cycle=pi_out_sat;
9 // reset Anti_windup
10 if ( (pi_out_sat - pi_out) !=0 )
11   { detect_sat = 0.0F;} // satured
12   else
13     detect_sat = 1.0F; // not satured }
14 else{
15 duty_cycle=0.0F;}
```

---

Listagem B.1: Controlador PI Discreto de Corrente para o Modo de Carga.



## Anexo C

# Montagem

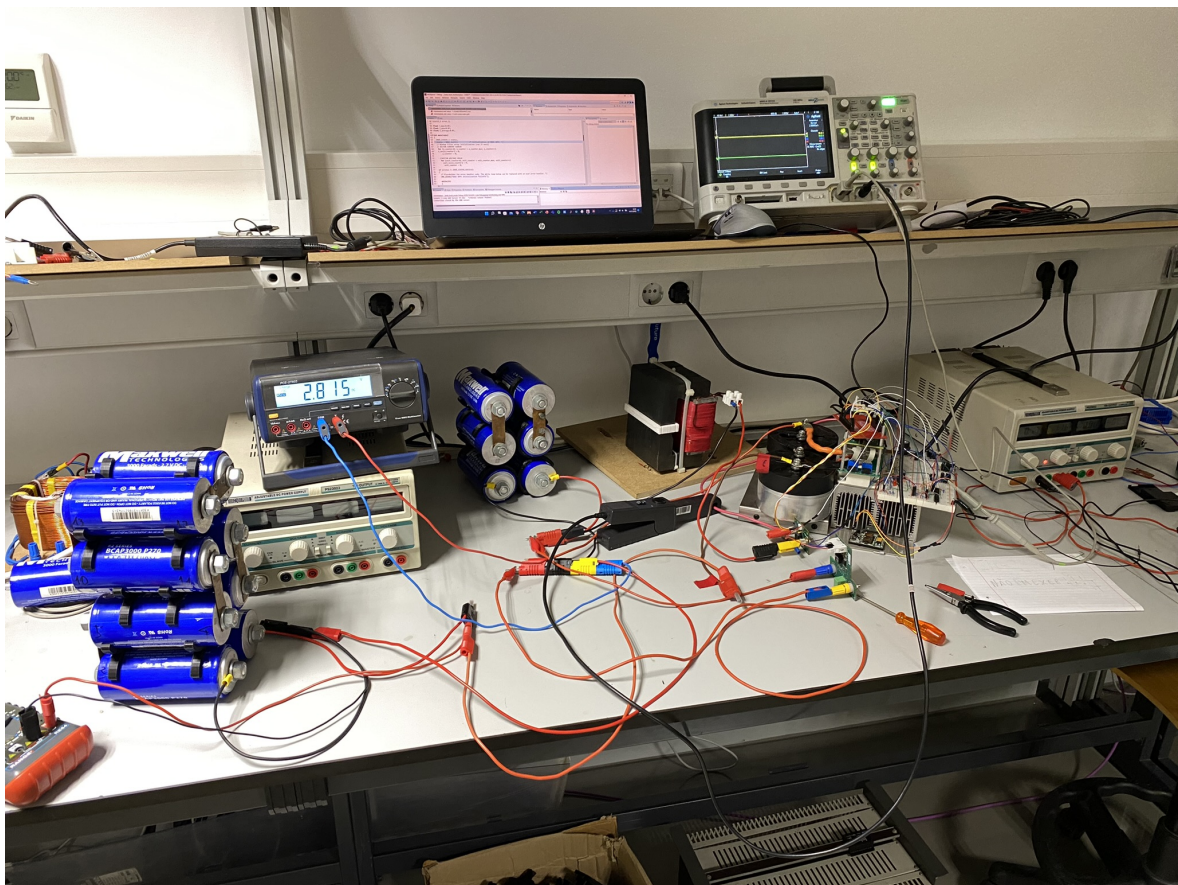


Figura C.1: Aspecto Geral do Protótipo Laboratorial.