

Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto



FEUP

Estudo e dimensionamento de um conversor electrónico de potência aplicado à ferrovia.

Filipe José Peixinho Rebelo da Silva

Dissertação realizada no âmbito do
Mestrado Integrado em Engenharia Electrotécnica e de Computadores
Major Automação

Orientador: Prof. Dr. Adriano da Silva Carvalho
Co-orientador: Eng.º Vítor Alexandre Martins Ferreira

Junho de 2009

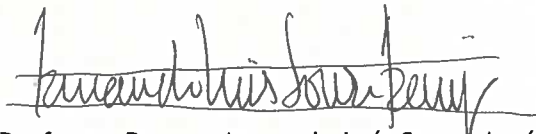
© Filipe José Peixinho Rebelo da Silva, 2009

A Dissertação intitulada

**“DESENVOLVIMENTO DE CONVERSOR ELECTRÓNICO DE POTÊNCIA PARA
APLICAÇÃO NO DOMÍNIO DOS TRANSPORTES FERROVIÁRIOS”**

foi aprovada em provas realizadas em 15/Julho/2009

o júri



Presidente **Professor Doutor Armando Luís Sousa Araújo**
Professor Auxiliar do Departamento de Engenharia Electrotécnica e de Computadores da
Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto



Professor Doutor Manuel João Sepúlveda Mesquita e Freitas
Professor Auxiliar do Departamento de Electrónica Industrial da Escola de Engenharia da
Universidade do Minho



Professor Doutor Adriano da Silva Carvalho
Professor Associado do Departamento de Engenharia Electrotécnica e Computadores da
Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto

O autor declara que a presente dissertação (ou relatório de projecto) é da sua exclusiva autoria e foi escrita sem qualquer apoio externo não explicitamente autorizado. Os resultados, ideias, parágrafos, ou outros extractos tomados de ou inspirados em trabalhos de outros autores, e demais referências bibliográficas usadas, são correctamente citados.



Autor - **FILIPPE JOSÉ PEIXINHO REBELO DA SILVA**

Resumo

A tracção eléctrica é, actualmente, uma área de grande interesse para a electrónica industrial e para o núcleo industrial com conhecimento nesta área. O aparecimento de soluções comerciais de tecnologias úteis para este campo de aplicações está patente nesta tese de dissertação, através do estudo de três componentes: o IGBT de elevada tensão, os condensadores de dupla camada, e as baterias de lítio com eléctrodos poliméricos.

É neste documento descrito o dimensionamento em potência de um conversor electrónico de potência para aproveitamento de energia de frenagem regenerativa. Este conversor será montado na subestação de alimentação de uma rede de metro ligeiro. Como tal, as restrições de atravancamento mecânico e de influência do peso do sistema não são muito apertadas. Pode-se, no entanto, com algumas alterações, aplicar-se este equipamento a um dispositivo móvel. Este equipamento terá um protótipo a ser construído e operacionalmente testado até fins de Outubro de 2009.

Foi ainda, no âmbito desta dissertação, desenvolvido um método de estimação de perdas e temperaturas para semicondutores do tipo IGBT. Este método foi aplicado ao simulador de circuitos de electrónica de potência PSIM® [1], e utiliza apenas dados fornecidos pelos fabricantes dos semicondutores nas respectivas folhas de dados.

Palavras-chave: Electrónica de potência, tracção eléctrica, frenagem regenerativa, IGBT.

Abstract

Electric traction is currently an area of great interest for the industrial electronics and the industrial enterprises with knowledge in this area. The appearance of commercial solutions of useful technologies for this field of applications is one theme for this thesis, through the study of three components: the high-voltage IGBT, the electrical double layer capacitors, and the polymer electrodes lithium batteries.

It is described in this document the method for the design of a power electronics converter for regenerative braking energy storage. This converter will be assembled and installed in the rectifying substation of a light rail metro system. As so, the space restrictions and influence of the weight of the system are not high. However, this equipment can be applied to a mobile device with some alterations. A prototype of this equipment is to be constructed and operationally tested until the end of October 2009.

In the scope of this dissertation, it was developed a method of loss and temperatures estimation for IGBT type semiconductors. This method was applied to the simulator of power electronic circuits PSIM® [1], and it only uses given data from the semiconductors manufacturers.

Keywords: Power electronics, electric traction, regenerative braking, IGBT.

Agradecimentos

O final da escrita desta dissertação traz consigo o culminar de cinco anos de estudo na Faculdade de Engenharia. Os primeiros agradecimentos vão para o meu Pai, Gonçalo, e para a minha Mãe, Aurora, que com muito esforço me deram a possibilidade de tirar um curso superior. Esta dissertação é-lhes dedicada.

Deixo aqui a minha palavra de agradecimento a todos os amigos que me acompanharam ao longo destes anos, em especial àqueles com quem partilhei muito bons momentos, a maioria deles fora das aulas. Não me esqueço também daqueles com quem partilhei momentos de elevada pressão.

Agradeço também àqueles dos quais fui discente, sobretudo aos que me acompanharam nos anos de especialização do Mestrado. Aquilo que aprendi e levo da faculdade é por transmissão directa do seu conhecimento ou pelo seu incentivo do saber mais.

Gostaria de agradecer de forma especial ao meu orientador, Prof. Adriano Carvalho, pela criação desta oportunidade de estágio, na minha área de predilecção, a tracção eléctrica.

No âmbito deste mesmo estágio agradeço a todos os companheiros de trabalho, superiores hierárquicos e orientador, em especial ao Eng. Vítor Ferreira e ao Eng. Vitorino Rocha.

Aos companheiros estagiários Hugo e Vera agradeço os momentos de lazer e descontração passados na EFACEC, essenciais à organização de ideias.

Por último e não menos importante, agradeço à Marta por todo o apoio dado nestes anos.

O Autor

Índice

Resumo	iii
Abstract.....	v
Agradecimentos	vii
Índice.....	ix
Lista de figuras	xi
Lista de tabelas	xiv
Abreviaturas e Símbolos	xv
Capítulo 1	1
Introdução.....	1
1.1 - Âmbito da dissertação	1
1.2 - Motivação	2
1.3 - Objectivos.....	3
1.4 - Estrutura do documento.....	3
Capítulo 2	4
Estado da arte	4
2.1 - Tracção eléctrica na ferrovia.....	4
2.2 - Métodos de recuperação da energia de frenagem regenerativa	6
2.3 - Soluções em exploração ou em teste	9
2.4 - <i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>	14
2.5 - Condensador	15
2.6 - Baterias eléctricas	20
Capítulo 3	25
Modelização do sistema.....	25
3.1 - Modelização de componentes eléctricos	25
3.2 - Modelização térmica do conversor	34
3.3 - O Caso do Metro do Porto	36
3.4 - Simulação do sistema	41
Capítulo 4	47
Considerações de implementação do sistema	47
4.1 - Componentes escolhidos	47

4.2 Comparação entre soluções de armazenamento e topologias	52
Capítulo 5	55
Conclusões e trabalho futuro	55
5.1 - Conclusões	55
5.2 - Trabalho futuro	56
Referências	57
Apêndices	60

Lista de figuras

Figura 1.1 - Símbolo da EFACEC Sistemas de Electrónica, divisão de Sistemas de Alimentação	2
Figura 1.2 - Emissões de CO ₂ em 2005 na união europeia dos 27 por sector e modo de transporte. (milhões de toneladas)	2
Figura 2.1 - Metro de Nice na praça Masséna, França. [8].....	6
Figura 2.2 - Representação esquemática de fluxos de energia e perdas num sistema de transporte. [9].	7
Figura 2.3 - Esquematização dos produtos da gama Siemens e a sua zona de aplicação. [11].	9
Figura 2.4 - Exemplo de aplicação em Madrid [13]	10
Figura 2.5 - Esquema da topologia de potência do sistema Sitras SES. [14].....	10
Figura 2.6 - Conjunto de módulos instalados numa subestação de tracção. [14]	11
Figura 2.7 - O módulo de supercondensadores utilizado no Sitras SES. [13]	11
Figura 2.8 - Conversor modular com IGBT do sistema. [13]	11
Figura 2.9 - Sistema de armazenamento supercapacitivo para compensação de tensão na linha. [15]	12
Figura 2.10 - Na esquerda, níveis de tensão no fim da linha sem compensação. À direita, nível de tensão com instalação de baterias de supercondensadores compensada, corrente e tensão nos supercondensadores. [15].....	12
Figura 2.11 - Topologia de potência do sistema, com modelo da catenária. [15]	13
Figura 2.12 - Mitrac™ Energy Saver, Bombardier Transportation. [16].....	13
Figura 2.13 - Esquema equivalente do IGBT	14
Figura 2.14 - Módulo 5SNA 0750G650300, IGBT da ABB. $V_{CE} = 6500V$, $I_{ce} = 750A$. [18]	15
Figura 2.15 - Vista esquemática do interior de um condensador. [19]......	15
Figura 2.16 - Esquema de princípio de um condensador. [19].	16

Figura 2.17 - Diagrama esquemático da constituição de três tipos diferentes de condensadores: electrostático, electrolítico e electroquímico. [20]	17
Figura 2.18 - Encapsulamento comercial de um supercondensador e vista do filme capacitivo. [21].....	18
Figura 2.19 - Representação gráfica de áreas de aplicação de diferentes tecnologias. [20] .	18
Figura 2.20 - Exemplo de aplicação de um circuito de equilíbrio de tensões. As duas células encontram-se ligadas em série, o fio amarelo está ligado ao ponto intermédio destas. [22]	19
Figura 2.21 - Capacidade real da célula de 50 Ah em função do número de ciclos experimentados pela mesma [29].	22
Figura 2.22 - Capacidade real da célula de 11 Ah em função do número de ciclos experimentados pela mesma. [30]	23
Figura 3.1 - Modelo térmico de resistências de potência da Danotherm. [32].....	26
Figura 3.2 - Modelo de bobina.	27
Figura 3.3 - Modelo do condensador electrolítico.....	27
Figura 3.4 - Gráfico de tensão V_{cesat} em função da corrente conduzida e da temperatura de junção. [35]	28
Figura 3.5 - Oscilograma de pormenor da comutação de um IGBT. $di/dt=6,4$ kA/ μ s, $dv/dt = 0,9$ kV/ μ s, $I_{CPEAK}=2,4$ kA, $E_{ON}=816$ mJ. [36]	29
Figura 3.6 - Oscilograma de pormenor da comutação de um IGBT. $di/dt=8,7$ kA/ μ s, $dv/dt = 1,4$ kV/ μ s, $I_{CPEAK}=2,7$ kA, $E_{ON} =544$ mJ. [36]	29
Figura 3.7 - Oscilograma de pormenor da comutação de um IGBT. $di/dt=3$ kA/ μ s, $dv/dt = 0,3$ kV/ μ s, $I_{CPEAK}=1.81$ kA, $E_{ON}=2558$ mJ. [36].....	30
Figura 3.8 - À esquerda, gráfico de E_{ON} e E_{OFF} em função da corrente de colector. À direita, a mesma grandeza em função da resistência de <i>gate</i> . [35]	30
Figura 3.9 - Comparação gráfica do modelo criado e da <i>datasheet</i>	32
Figura 3.10 - Detalhe do cálculo das perdas de comutação do transístor inferior da meia-ponte.	33
Figura 3.11 - Símbolo do estimador de perdas, acoplado ao modelo térmico do transístor e dissipador.	33
Figura 3.12 - Estimador de perdas implementado	34
Figura 3.13 - Exemplo de modelo térmico de IGBT da Dynex implementado em PSIM.....	35
Figura 3.14 - Valores para modelo térmico RC e gráfico de impedância térmica entre junções e caixa, em função do tempo. [38].....	36
Figura 3.15 - Rectificador aplicado ao Metro do Porto [39].....	37
Figura 3.16 - Esquema eléctrico do rectificador de 12 pulsos.....	37

Figura 3.17 - Oscilograma da tensão e corrente de saída do modelo de rectificador em vazio.	38
Figura 3.18 - Oscilograma da tensão e corrente de saída do modelo de rectificador à plena carga.	38
Figura 3.19 - Característica tensão-corrente do <i>eurotram</i> , em configuração dupla, para efeitos de simulação.	41
Figura 3.20 - Topologia proposta do sistema.	43
Figura 3.21 - Diagrama de fluxos de potência do sistema.	43
Figura 3.22 - Oscilogramas de corrente e tensão de simulação do circuito em malha aberta.	44
Figura 3.23 - Corrente (em cima) e tensão (em baixo) nos supercondensadores.	44
Figura 3.24 - <i>Ripple</i> de tensão (em cima) e corrente (em baixo) na saída do conversor.	45
Figura 3.25 - Perdas e temperaturas num dos braços de 2 IGBT e 2 díodos.	46
Figura 4.1 - Sensor de tensão EM010. [45]	48
Figura 4.2 - Sensor de corrente NCS125 com acessórios de suporte de barra condutora. [45]	48
Figura 4.3 - Seccionador SWS 18.20.MO.2P. [46]	49
Figura 4.4 - Contactador da família IORE. [47]	49
Figura 4.5 - Condensador B25655A1148K000, da epcos. [48]	50
Figura 4.6 - <i>Driver</i> aplicado ao IGBT. [50]	51
Figura 4.7 - Vistas frontal e lateral do conversor. [51]	52
Figura 4.8 - Vista de corte transversal do interior do dissipador, e perfil dos seus elementos constituintes. [51]	52
Figura 4.9 - Tensão normalizada de baterias e supercondensadores em função do <i>state of charge</i> . [52]	53
Figura 4.10 - Configuração com baterias e condensadores em paralelo. [52]	53
Figura 4.11 - Configuração com baterias e condensadores controlados independentemente por conversores bidireccionais. [52]	54

Lista de tabelas

Tabela 2.1 – Valores normalizados de tensão segundo a EN 50163.	5
Tabela 2.2 – Especificações do módulo de 50Ah da Altair Nanotechnologies. [29]	21
Tabela 2.3 – Tempo de vida útil do módulo de 50Ah da Altair Nanotechnologies. [29].....	21
Tabela 2.4 – Especificações do módulo de 11Ah da Altair Nanotechnologies. [30]	22
Tabela 2.5 – Tempo de vida útil do módulo de 11 Ah da Altair Nanotechnologies. [30]	23
Tabela 3.1 – Especificações do <i>eurotram</i> em unidade dupla. [42].....	39
Tabela 3.2 – Relação entre tensões e correntes máximas na tracção em configuração dupla. [42].....	40
Tabela 3.3 – Relação entre tensões e correntes máximas na frenagem em configuração dupla. [42].....	40
Tabela 3.4 – Resumo dos resultados de simulação.....	45

Abreviaturas e Símbolos

Lista de abreviaturas

AC	<i>Alternating Current</i>
CER	<i>Community of European Railway and Infrastructure Companies</i>
CIB	Carregador Industrial de Baterias
DC	<i>Direct Current</i>
EEA	<i>European Environment Agency</i>
EDLC	<i>Electric Double Layer Capacitor</i>
ESR	<i>Equivalent Series Resistor</i>
ESL	<i>Equivalent Series inductance</i>
GHG	<i>Greenhouse Gas</i>
GTO	<i>Gate Turn-off thyristor</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
LRV	<i>Light Rail Vehicle</i>
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>
NiMH	<i>Nickel-Metal Hydride</i>
PSIM	<i>Power Simulator Software</i>
PSM	<i>Power Supply Monitor</i>
SoC	<i>State of Charge</i>
TBJ	Transistor Bipolar de Junção
UPS	<i>Uninterruptible power supply</i>

Lista de símbolos

δ	<i>Duty cycle</i>
τ	Constante de tempo
ϵ	Permitividade dielétrica do meio

Capítulo 1

Introdução

Neste capítulo estão descritos o âmbito da dissertação, em ambiente empresarial, e a motivação para a escrita da mesma sobre uma aplicação de tracção eléctrica. Estão também listados os objectivos da dissertação, e uma descrição da estrutura do documento.

1.1 - Âmbito da dissertação

Esta dissertação foi efectuada em âmbito empresarial, sendo facultada pela Universidade do Porto a possibilidade de realizar um projecto académico numa grande empresa Portuguesa do sector. É de seguida descrita a missão da EFACEC.

1.1.1 - Grupo EFACEC

Constituído em 1948, o grupo EFACEC é o maior grupo nacional de capitais portugueses, nos domínios da electrónica e da electromecânica. É formado por várias sociedades cujas actividades abrangem a concepção e produção de equipamentos, o design de sistemas e a concepção das soluções nas áreas de energia, automação e robótica, transportes, telecomunicações, logística, ambiente, indústria, edifícios e serviços.

A actividade do grupo estende-se por 70 países em todos os continentes, fazendo-se representar por unidades fabris, filiais, *joint-ventures* com empresas locais e representantes comerciais. De entre os mais de 2000 colaboradores efectivos, dos quais 35% têm formação superior, a EFACEC conta com técnicos altamente qualificados que asseguram elevados padrões de qualidade e assistência aos seus clientes.

1.1.2 - EFACEC Sistemas de Electrónica - Sistemas de Alimentação

A EFACEC Sistemas de Electrónica, Sistemas de Alimentação é responsável pela produção de sistemas de alimentação, desde elementos de baixa e média potência (dezenas de kW), como UPS (*uninterruptable power supplies*), rectificadores para centrais de telecomunicações, subestações de energia; até aos conversores de potência, que atingem os

6 MW. Exemplos dessas aplicações são rectificadores de tracção, inversores e conversores DC-DC, especialmente desenvolvidos para tracção eléctrica.

A divisão de sistemas de alimentação, onde o projecto descrito neste documento foi desenvolvido, tem também competências ao nível da electrónica de sinal e software, utilizados no desenvolvimento de PSM (*power supply monitors*) para os seus CIB (carregadores industriais de baterias). O símbolo desta divisão está representado na figura 1.1.



Figura 1.1 - Símbolo da EFACEC Sistemas de Electrónica, divisão de Sistemas de Alimentação

1.2 - Motivação

Em Janeiro de 2009, a Community of European Railway and Infrastructure Companies (CER) elaborou um relatório intitulado “Railways and the Environment: Building on the railways’ environmental strengths” [2]. Neste relatório são realçados os impactos ambientais do transporte ferroviário face a outros meios de transporte, e são analisadas as perspectivas futuras dos transportes ferroviários, em termos de emissões de gases de efeito de estufa. (Greenhouse Gas, GHG)

Produzindo 27% de todas as emissões atmosféricas, o sector dos transportes é a segunda maior fonte de CO₂ criada pelo Homem na Europa dos 27, seguida pelo sector da produção de energia. (Figura 1.2) As últimas projecções da *European Environment Agency* (EEA) estimam que as emissões do sector cresçam 25% entre 1990 e 2020. Este aumento contrasta com as emissões dos sectores da indústria e da energia, que estão a decrescer.

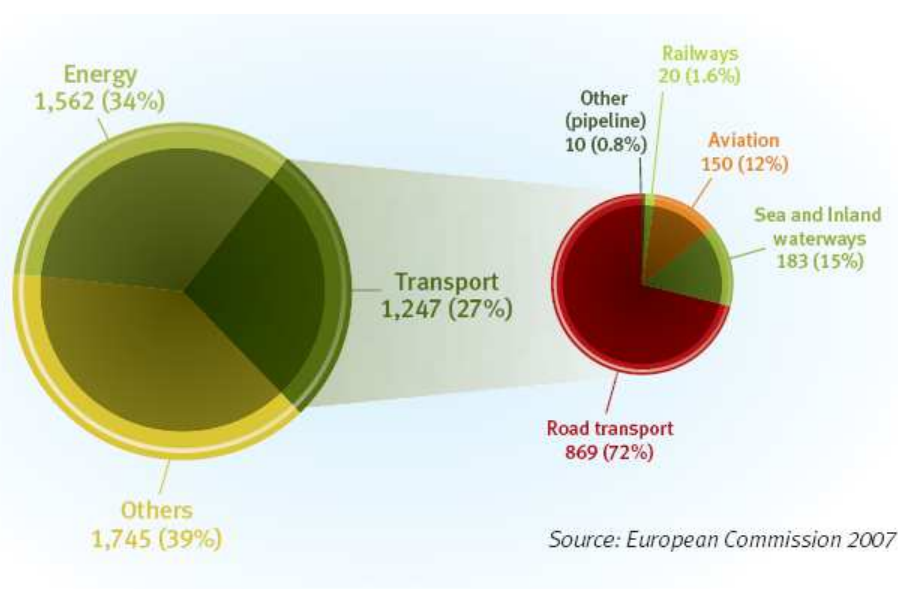


Figura 1.2 - Emissões de CO₂ em 2005 na união europeia dos 27 por sector e modo de transporte. (milhões de toneladas)

Esta performance alarmante do sector deve-se às emissões do tráfego rodoviário, com uma fatia de 72% de emissões de CO₂. Por outro lado, as emissões do transporte ferroviário perfazem 1,6% do mesmo conjunto, mas transporta 6% do total de passageiros e 10,3% de toda a carga transportada. [2] Este é um claro indicador de que o transporte ferroviário tem uma performance ambiental muito superior á do transporte rodoviário.

No sentido de melhorar ainda mais a performance do transporte ferroviário, várias companhias de exploração do sector têm vindo a adoptar medidas para a redução da energia, quer na tracção eléctrica, quer nas infra-estruturas de apoio à exploração ferroviária. Um dos exemplos de medidas, e sobre a qual é escrita esta dissertação, é a aquisição de equipamentos de armazenamento de energia proveniente da frenagem das composições eléctricas. Este tipo de equipamentos, descritos no capítulo 2 deste documento, tem surgido comercialmente empregando diversas tecnologias, validando, *per si*, a receptividade do mercado a este tipo de soluções.

A motivação para este trabalho, tem, efectivamente, fundamento não só nas questões ambientais e de gases de efeito de estufa, como também em razões de eficiência energética. Complementarmente, o mercado é atraído por este tipo de equipamento, não só devido ao aumento do rendimento global do sistema de alimentação, como também pelo curto tempo de retorno do investimento. Este retorno é altamente dependente do preço dos combustíveis fósseis e, conseqüentemente, do preço da energia. Quanto maior for o preço dos combustíveis, menor é o tempo de retorno do investimento. [3]

1.3 - Objectivos

Os objectivos deste estágio curricular são os seguintes:

- Fazer um estado da arte dos componentes críticos a utilizar neste sistema
- Fazer uma análise comparativa entre baterias e condensadores de dupla camada como soluções de armazenamento
- Analisar e simular computacionalmente a topologia proposta
- Criticar a simulação e propor melhorias à topologia idealizada
- Dimensionar e escolher os componentes integrantes do sistema.

1.4 - Estrutura do documento

No capítulo 2 está descrito o estado da arte da tracção eléctrica, não só dos transportes ferroviários urbanos como também dos equipamentos semelhantes ao desenvolvido neste trabalho. Encontra-se também neste capítulo uma introdução descritiva e respectiva descrição do estado da arte dos componentes críticos do sistema.

No capítulo 3 é descrito o modelo utilizado na simulação de diversos componentes do sistema.

O capítulo 4 é dedicado à descrição dos componentes escolhidos para o sistema, justificando, quando necessário, o porquê da sua escolha.

No capítulo 5 encontram-se as conclusões desta dissertação e a descrição de perspectivas de trabalho futuro.

Capítulo 2

Estado da arte

Neste capítulo é feita uma análise do estado da arte do sistema. Começa por uma breve introdução acerca da tracção eléctrica aplicada à ferrovia, seguida da apresentação dos tipos de soluções existentes para a frenagem eléctrica de veículos. O capítulo continua com o resumo das características mais relevantes de sistemas semelhantes ao objecto de estudo deste trabalho, quer estes estejam em operação ou em fase de testes ou estudo. Estes sistemas foram seleccionados por serem recentes, e de fontes conceituadas, como são o *IEEEExplore* e o *ScienceDirect*, e foram pesquisados através do *Scopus*. [4] Quando não encontrada informação nestes bancos de artigos científicos, foram considerados artigos e notícias do próprio fabricante.

Recorrendo às mesmas fontes de informação, é descrito neste capítulo o estado da arte de possíveis componentes de armazenamento de energia do sistema. Estes são os supercondensadores e as baterias de resposta rápida.

Em complemento às fontes já referidas, para estruturação de ideias foi utilizada a wikipedia. Apesar de tida como uma fonte de informação pouco fiável, sobretudo porque é facilmente adulterável, a wikipedia é uma ferramenta muito útil para pesquisas rápidas, uma vez que para assuntos de índole universal, está sempre muitíssimo bem estruturada, na sua versão em inglês. As referências deste e de outros capítulos à wikipédia foi feita apenas para um conhecimento geral, e com análise crítica por parte do redactor deste documento, sendo captado o conhecimento mais técnico e preciso de fontes mais científicas.

2.1 - Tracção eléctrica na ferrovia

A tracção eléctrica é uma forma de utilização de energia que consiste na transformação de energia eléctrica em energia mecânica, com o fim de deslocar um ou mais veículos. [5]

A aplicação mais rudimentar deste tipo de sistemas apareceu no ano de 1879, na exposição internacional de Berlim, em que Werner von Siemens apresentou um pequeno tractor capaz de puxar três carruagens e um total de 18 pessoas, a uma velocidade de 12 km/h, num percurso circular de 300 m de comprimento. O tractor era alimentado por um terceiro carril, a uma tensão de 150V DC. [5]

A tracção eléctrica na ferrovia tem actualmente os valores de tensão normalizados pela norma EN 50163, transcritos para a tabela 2.1. Esta normalização tem como principal razão a standardização dos produtos do sector, e baseou-se em valores de tensão europeus históricos. Alguns países europeus, (França, por exemplo) possuem as quatro tensões mais importantes (1500 e 3000 V DC, 15 kV e 25 kV AC) integradas no sistema de transporte, e por isso existem composições adaptadas à intermodalidade destas linhas, chamadas quadricorrente.

A adopção de tensões de alimentação DC está relacionada com a tecnologia disponível na altura da sua implementação. Os motores de tracção querem-se com velocidade variável, e historicamente, apenas os motores série DC apresentavam características de velocidade variável de fácil controlo, com a tecnologia disponível. Na altura, a transmissão de potência poderia ser efectuada em corrente alternada, mas existia a dificuldade de rectificar a tensão. Esta transformação apenas era possível através de conversores rotativos, que exigem elevada manutenção e são pesados, ou pelo rectificador de mercúrio, que é muito sensível. A linha de Sintra foi electrificada em 1926, devido ao aumento de passageiros não suportável pelas locomotivas a vapor. O standard dos 25 kV AC surgiu em finais de 1951 por engenheiros Franceses e Alemães, com a reunião de algumas tecnologias que permitiram o início da tracção eléctrica comercial em alta tensão alternada. A electrificação da restante rede ferroviária Portuguesa começou em 1953, na linha do norte, com a distância média de 80 km entre subestações. [6] A construção de redes de tracção com alimentação DC em baixa tensão está hoje em dia apenas associada a sistemas urbanos, onde a segurança de pessoas e bens se torna um factor crítico.

Tabela 2.1 – Valores normalizados de tensão segundo a EN 50163.

Sistema de electrificação	Tensão não permanente mais baixa	Tensão permanente mais baixa	Tensão Nominal	Tensão permanente mais elevada	Tensão não permanente mais elevada
600 V DC	400 V	400 V	600 V	720 V	800 V
750 V DC	500 V	500 V	750 V	900 V	1 000 V
1500 V DC	1 000 V	1 000 V	1 500 V	1 800 V	1 950 V
3000 V DC	2 000 V	2 000 V	3 000 V	3 600 V	3 900 V
15 000 V AC, 16 2/3 Hz	11 000 V	12 000 V	15 000 V	17 250 V	18 000 V
25 000 V AC, 50 Hz	17 500 V	19 000 V	25 000 V	27 000 V	29 000 V

Em Portugal, o sistema de alimentação em energia eléctrica da linha de comboio é assegurado pela REFER, EPE, em dois níveis de tensão distintos: 25 kV AC, em praticamente toda a sua extensão, e 1500 V DC na linha de Cascais. A extensão total de linha em bitola larga (1668 mm) é de 2603 km, e a de via Estreita (1000 mm), é de 188 km. Da via larga em exploração, 1424 km estão electrificados por catenária. [7,p. 66]

6 Métodos de recuperação da energia de frenagem regenerativa

Analisando dados do Directório da Rede 2010 da Refer, [7] a vantagem da alimentação da ferrovia de longo curso em alta tensão alternada é clara face á alimentação em baixa tensão em corrente contínua. A linha de Cascais, com apenas 25,5 km de extensão, possui 6 pontos de alimentação, ao passo que a restante rede nacional electrificada, possui 21 subestações. A distância média entre subestações em Portugal, é, 4,1 km para os 1500 V DC e 67,8 km para a alimentação em 25 kV AC.

Hoje em dia começam a aparecer sistemas de metro ligeiro com soluções de alimentação complementadas com baterias. É o caso do metro de Nice, França, que, em plena fase de expansão, decidiu não utilizar catenária para alimentação na zona histórica da cidade, por razões estéticas. Para a solução de alimentação, foram instaladas baterias de níquel-hidreto metálico, NiMH, que fornecem energia suficiente para a locomoção do veículo em 500 m. [8] Na figura 2.1 é possível notar a ausência de catenária.



Figura 2.1 - Metro de Nice na praça Masséna, França. [8]

2.2 - Métodos de recuperação da energia de frenagem regenerativa

A recuperação de energia proveniente da frenagem regenerativa constitui uma poupança energética e financeira muito considerável. Nos sistemas actuais, e devido ao estado da arte da electrónica de potência, este método de travagem é uma mais-valia tanto para fabricantes como para clientes.

Para os fabricantes, o uso de um sistema de armazenamento de energia de frenagem permite o sub-dimensionamento das tradicionais resistências de frenagem. Estas resistências eram, no caso do carro eléctrico do Porto, constituídas por ferro, e alvo de constantes reparações. Permite ainda, ao fabricante, anunciar um rendimento superior ao equivalente com frenagem reostática. São também conhecidas avarias nas resistências de frenagem nas composições que circulam em linhas com baixa frequência, como nas linhas do metro do Porto da Póvoa e da Maia.

Os clientes, os sistemas de metro ligeiro e comboio, são beneficiados também pelo acréscimo de rendimento do sistema de transporte. Para além desta vantagem financeira, o tempo de vida útil da resistência de frenagem reostática é prolongado devido ao seu serviço reduzido.

2.2.1 Armazenamento e consumo em potência útil

Na figura 2.2 está representado um diagrama energético de um sistema de metro, com e sem armazenamento de energia no veículo (*on-board*). [9] O veículo apresenta perdas de esforço de tracção (E_{vd}) na ordem dos 35% e perdas no sistema de frenagem (E_{vb}) de 25%, valores que são comuns a sistemas com e sem armazenamento. Estas são perdas típicas e que se prendem a rendimentos de partes mecânicas, (contacto roda-carril, caixa de velocidades, perdas por atrito, etc.) partes eléctricas (perdas de comutação e condução nos conversores, essencialmente), que são de melhoramento lento e exigem muita investigação.

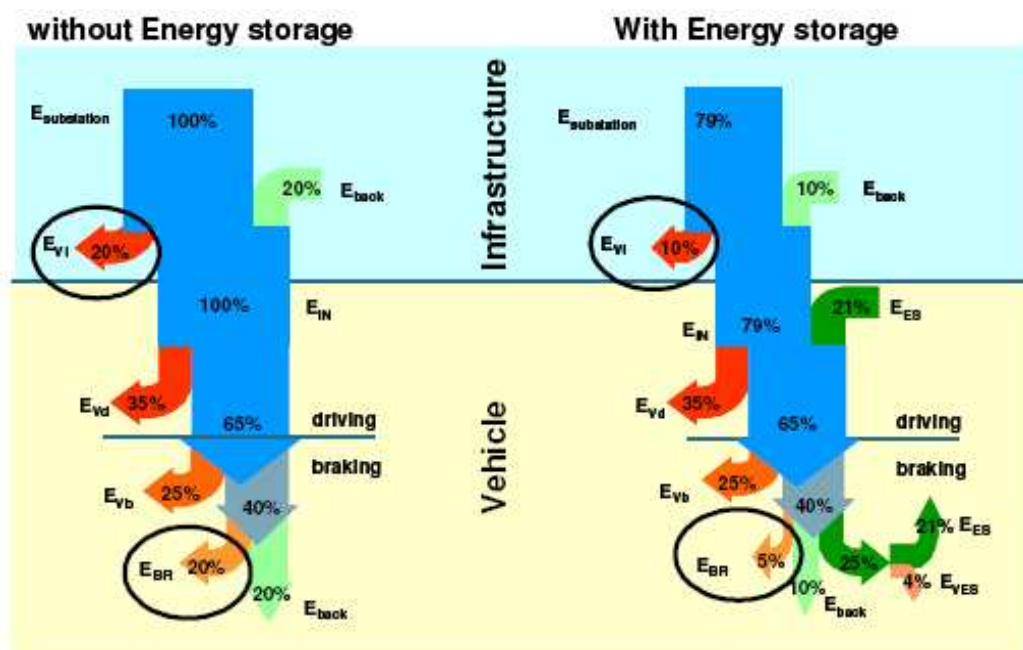


Figura 2.2 - Representação esquemática de fluxos de energia e perdas num sistema de transporte. [9].

Sem armazenamento de energia, é estimado que cerca de 20% da energia é dissipada na resistência de frenagem (E_{br}), e os outros 20% são enviados para a rede de alimentação (E_{back}). Estes valores são probabilísticos. [9] O valor de E_{back} é contabilizado na energia recebida pelo metro, valor que serve para compensar as perdas na linha (E_{vi}).

Com armazenamento de energia *on-board*, o veículo consome 79% de energia da subestação ($E_{substation}$), uma vez que os restantes 21% são fornecidos localmente pelo equipamento de armazenamento. (E_{es}). A energia destinada à travagem tem o mesmo valor, 40%, que é repartida por 5% de perdas na resistência de frenagem (E_{br}), 10% de energia é devolvida à rede (E_{back}) e 25% é destinado ao sistema de armazenamento. Destes, 4% são perdas do conversor (E_{ves}), representando um rendimento interno de 84% do conversor de armazenamento.

8 Métodos de recuperação da energia de frenagem regenerativa

As grandezas representadas na figura 2.2 variam em magnitude, conforme o tipo de sistema de transporte, seja ele um metro com uma rede interligada ou isolada por secções, um sistema de LRV ou um sistema completamente isolado, como é o caso de um veículo diesel-eléctrico. Os potenciais ganhos energéticos com um sistema de armazenamento *on-board* variam entre os 14% e 21% de um sistema de metro interligado, até poupanças energéticas de 24% a 35% no caso de veículos com propulsão diesel-eléctrica.

A instalação deste tipo de equipamentos é possível mesmo após o desenho do veículo, provocando o seu aumento de peso. Um exemplo é o metro sul de Lisboa, em cujos veículos foram colocados módulos de armazenamento na sua parte superior. Com esta alteração, cada um dos veículos pode percorrer até 500m sem necessitar de alimentação externa. A solução, da Siemens, integra supercondensadores e baterias de NiMH. [10]

Resumindo, as vantagens do armazenamento de energia de frenagem regenerativa no veículo são: [9]

- Redução da energia transmitida pela catenária ou terceiro carril, providenciando o equipamento de armazenamento a energia em falta. Pode resultar em sistemas de alimentação com menos pontos de alimentação, mais espaçados entre si.
- Aumento do esforço de tracção disponível, uma vez que um aumento adicional e momentâneo da corrente no sistema não provoca quedas de tensão exageradamente grandes, como acontece nos sistemas tradicionais.
- Possibilidade do veículo se mover com a fonte principal de energia desligada. Isto possibilita a locomoção do mesmo em situações de emergência, como uma paragem inesperada num túnel, por uma distância entre 1000m e 1500m, dependendo do tamanho do armazenamento.
- Possibilidade de existência de maiores zonas de isolamento entre redes; locomoção do veículo em depósito sem alimentação principal. Estas duas características são particularmente úteis em sistemas com alimentação por terceiro ou quarto carril, devido à complexidade de ligações.

Este armazenamento de energia pode ser efectuado em subestações de tracção. Esta é a solução adoptada quando a rede de metro é radial, sendo a localização estudada com recurso a uma simulação. Esta simulação tem como grandeza a monitorizar a queda de tensão entre os veículos e a fonte de energia. Esta queda será tanto maior quanto maior a distância do veículo à fonte, e a corrente em trânsito na rede.

Uma solução deste tipo pode ser vantajosa face à instalação de um módulo de armazenamento num veículo quando, além da condição anterior, haja espaço para instalar tal equipamento.

2.2.2 Recuperação para a rede de alimentação

A Siemens Transportation Systems desenvolveu um inversor que está disponível comercialmente, o Siemens Sitras TCI. Este inversor foi desenhado para redes de metropolitano, e está directamente integrado no rectificador de tracção, não sendo necessária a instalação de dois transformadores numa subestação de alimentação.

Este tipo de recuperação de energia torna-se interessante devido ao seu baixo preço por potência instalada. Mais ainda, quando a rede de metropolitano possui distribuição por rede própria, não necessitando de licença da entidade reguladora.

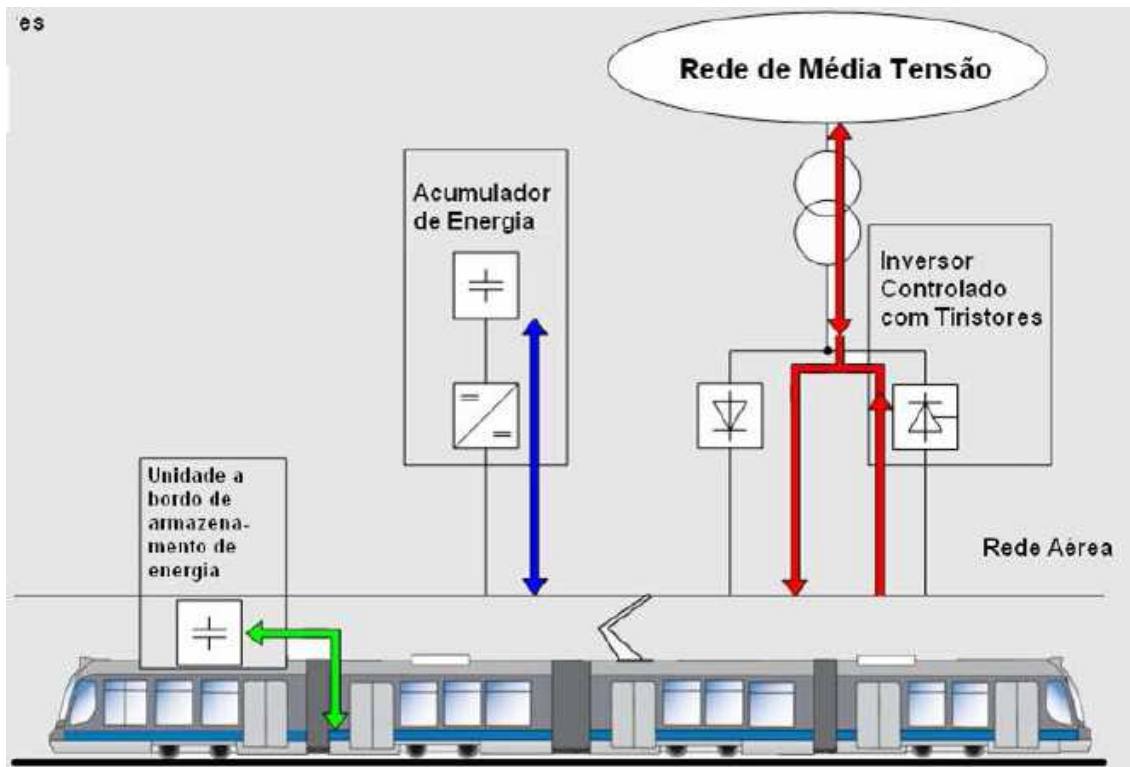


Figura 2.3 - Esquemática dos produtos da gama Siemens e a sua zona de aplicação. [11].

2.3 - Soluções em exploração ou em teste

A oportunidade do uso de sistemas para armazenamento de energia proveniente de frenagem regenerativa não é novo, e nesse contexto, existem diversas soluções em alguns sistemas de transportes. Neste subcapítulo, é feita uma breve sinopse com realce das características mais interessantes em alguns casos encontrados.

O sistema mais conhecido que usa supercondensadores para a recuperação de energia regenerativa é o Siemens Sitrans SES. Esta não é única funcionalidade do sistema, este é também anunciado como sendo um eficaz estabilizador de tensão na linha de transporte de energia.

Um estudo de mercado sobre a indústria dos condensadores [12] revela que em 1999 a Siemens Matsushita firmou um acordo de transferência de tecnologia, partilha de investigação, manufactura e marketing de supercondensadores com a Maxwell. Este acordo teve, com certeza, influência na escolha da Siemens pelos condensadores Montena, que em 2002 passaram a ser vendidos com a marca Maxwell. A instalação do primeiro protótipo do Sitrans SES em Colónia data de Março de 2001. [13] Hoje em dia encontram-se em serviço 13 destes sistemas, distribuídos por Colónia, Bochum, Madrid, Dresden, Portland e Pequim.

Este sistema de armazenamento é instalável em subestações de tracção ou em contentores, em localizações próximas da via férrea, como ilustrado na figura 2.4. A topologia do sistema está representada na figura 2.5.



Figura 2.4 - Exemplo de aplicação em Madrid [13]

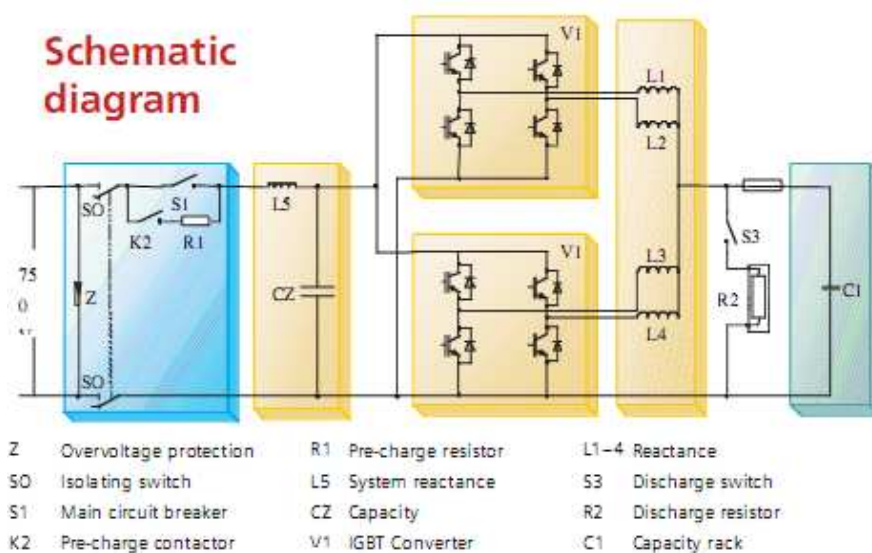


Figura 2.5 - Esquema da topologia de potência do sistema Sitras SES. [14]

Esta topologia é essencialmente constituída por uma meia ponte, com um filtro LC de entrada. O elemento C1 é representativo do banco de supercondensadores, ilustrado na figura 2.6. No caso desta fotografia, estão representados 32 módulos de 42 supercondensadores, perfazendo 1344 supercondensadores de 2600 F cada um, a uma tensão de 2,5V. A energia que o conversor consegue armazenar é 2,3 kWh, e com ele é possível poupar 65 kWh por hora da energia consumida da rede, e a sua potência de pico é 1 MW. A eficiência dos supercondensadores é 95%, e a temperatura de operação é de -20 °C a 40 °C. [16]

Os módulos são constituídos por 7 séries de 6 supercondensadores em paralelo, conforme mostra a figura 2.7. A tensão nominal dos módulos é a multiplicação do número de séries pela tensão nominal dos supercondensadores, que perfaz 17,5 V.



Figura 2.6 - Conjunto de módulos instalados numa subestação de tracção. [14]



Figura 2.7 - O módulo de supercondensadores utilizado no Sitras SES. [13]

O conversor de transístores IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) está representado na figura 2.8. Este conversor, desenvolvido pela Siemens, é modular, e este não é o seu único campo de aplicação, é também utilizado em unidades móveis.

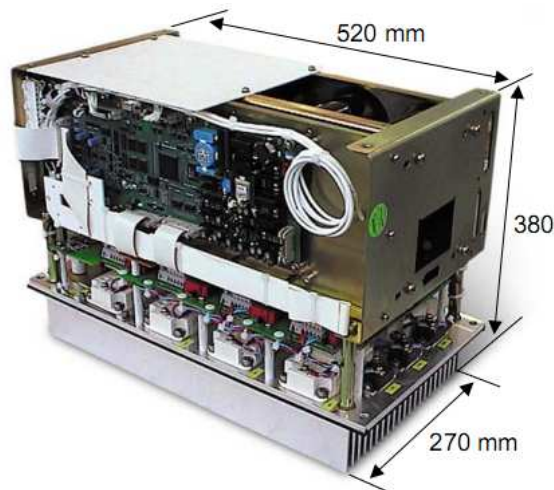


Figura 2.8 - Conversor modular com IGBT do sistema. [13]

12 Soluções em exploração ou em teste

Em Lausanne, na Suíça, foi construído um protótipo de 5 kW de um sistema de estabilização de tensão na catenária, para ser colocado no fim de uma linha de alimentação de troleiros. A figura 2.9 ilustra a aplicação em vista.

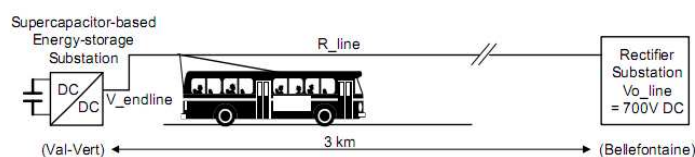


Figura 2.9 - Sistema de armazenamento supercapacitivo para compensação de tensão na linha. [15]

Na figura 2.10 está representada, do lado esquerdo, a forma de onda de tensão no ponto em que o sistema se pretende instalar. No lado direito, está o resultado simulado da introdução do sistema, com melhorias visíveis. Sem os supercondensadores, os níveis de tensão chegavam a descer abaixo dos 400 V, mas com a simulação de uma implementação do sistema, o valor mínimo passou a ser 600 V, uma vez que o módulo providencia a corrente de pico necessária ao arranque de um troleiro no fim da linha.

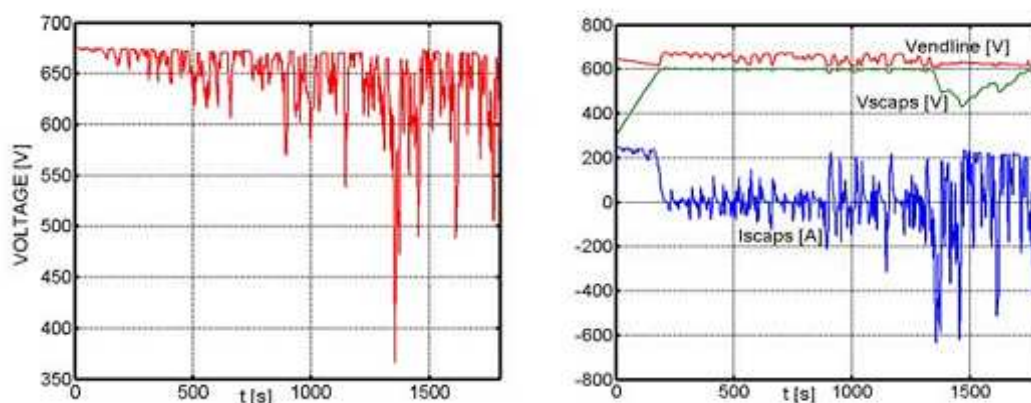


Figura 2.10 - Na esquerda, níveis de tensão no fim da linha sem compensação. À direita, nível de tensão com instalação de baterias de supercondensadores compensada, corrente e tensão nos supercondensadores. [15]

A topologia de potência empregue para o controlo deste tanque capacitivo está representada na figura 2.11. Esta é constituída por um conversor buck-boost duplo, com um estágio de tensão intermédio. A razão para a adopção desta topologia, e não de uma topologia semelhante à do Sitras SES foi, segundo os autores, o risco de entrada em condução do diodo superior da ponte quando o nível de tensão na catenária fosse mais baixo que a tensão dos supercondensadores. Foi também considerada uma topologia semelhante à da figura 2.11, mas com um andar intermédio de AC e transformador. Esta topologia foi pouco estudada por não existirem tiristores suficientemente rápidos para o pretendido, para além do elevado número de semicondutores envolvidos e do transformador representarem um custo elevado, sem vantagens muito superiores à topologia da figura 2.11. [15]

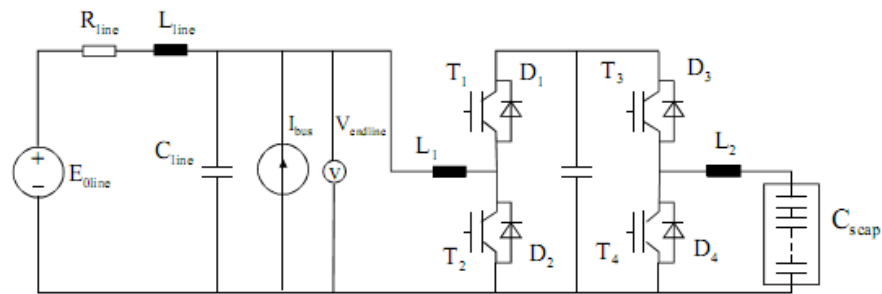


Figura 2.11 - Topologia de potência do sistema, com modelo da catenária. [15]

O sistema Mitrac™, da Bombardier, utiliza 600 supercondensadores BCAP0008 de 1800 F a 2,5 V, da Maxwell Technologies. Este sistema modular é vocacionado para instalação em veículos sobre carris. A sua potência nominal é 300 kW, é refrigerado a ar forçado, pesa 450 kg, e as suas dimensões são 1900 x 950 x 455 mm. [16] Uma imagem deste equipamento está representada na figura 2.12. Segundo um artigo do fabricante, os sistemas instalados não tiveram falhas durante 2,5 anos e permitiram poupar entre 27% e 30% da energia consumida anteriormente. [17]



Figura 2.12 - Mitrac™ Energy Saver, Bombardier Transportation. [16]

A Metro Transportes do Sul tem uma solução de recuperação de energia de frenagem regenerativa. Este sistema, o Siemens HES, permite a redução de emissões até 80 toneladas de CO₂ por ano e possibilita a operação do veículo em até 2500m sem a catenária. Esta solução foi instalada em Novembro de 2008, e incorpora supercondensadores e baterias de NiMH. [10]

2.4 - Insulated Gate Bipolar Transistor

Neste subcapítulo é apresentado o principal semiconductor utilizado no dimensionamento do conversor. O objectivo desta pequena análise não é explorar exhaustivamente as propriedades físicas do IGBT, assim como perspectivar desenvolvimentos futuros do mesmo, mas sim mostrar aquilo que hoje em dia está disponível no mercado, e qual o método de estimação de perdas destes semicondutores.

Os primeiros conversores de electrónica de potência que utilizavam tensões elevadas utilizavam os dispositivos mais robustos à época: tirístores e díodos. Contudo, o diodo é um elemento não controlado, e o tiristor é controlável ao fecho, saindo de condução quando a corrente se anula.

A suprir a necessidade de um semiconductor controlável à abertura e ao fecho, surgiu o *Gate Turn-off Thyristor*, GTO. Este semiconductor permite o controlo de ambas as comutações: fecho e abertura. Contudo, para efectuar o controlo de abertura, é necessário retirar instantaneamente cerca de 1/3 da corrente em condução no momento. Esta particularidade torna o controlo destes semicondutores caro e com perdas consideráveis de *drive*. Para além destes factores, o dimensionamento do *snubber* do GTO é crítico, devido à sua elevada sensibilidade ao dv/dt durante a abertura.

O GTO é utilizado, por exemplo, no comboio CP série 4000, também conhecido por Alfa Pendular, com serviço iniciado no ano de 1999. O uso destes semicondutores prende-se ao seu antecessor, o *pendolino* Italiano, que na altura da sua construção utilizou os ditos tirístores.

O IGBT pode ser entendido, numa análise simplificada, como sendo constituído por um transistor bipolar de junção, TBJ, controlado em corrente através de um *MOSFET* (*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*), como ilustrado na figura 2.13. A partir da aliança entre as baixas perdas para elevadas tensões do TBJ e da facilidade de controlo on/off do *MOSFET*, foi criado um dispositivo fácil de controlar em tensão, e facilmente adaptado a elevadas potências. O MOSFET não é capaz de lidar facilmente com elevadas tensões devido à sua elevada dependência da resistência on ($R_{DS(on)}$) com a distância entre dreno (*drain*) e fonte (*source*), que é muito elevada quando dimensionada para suportar elevadas diferenças de potencial.

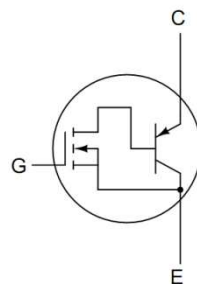


Figura 2.13 - Esquema equivalente do IGBT

Devido ao uso de tecnologias de rápido tempo de comutação, o IGBT de elevada potência pode ser comutado a uma frequência mais elevada que a obtida com GTO ou tirístores. Esta é uma vantagem na qualidade do sinal obtido na saída do conversor. Note-se, no entanto, as perdas de comutação num IGBT são, para elevadas frequências, mais elevadas que as perdas por condução.

Para análise de mercado, foram consultados aqueles que são considerados os grandes *players* a nível mundial, com provas de qualidade dadas nas últimas décadas. Estes fabricantes são a Infineon, que adquiriu o desenvolvimento de semicondutores da Eupec, e que está ligada à Siemens; a Mitsubishi Electric; a Fuji electric; a ABB, a Dynex, e a Ixys.

O IGBT foi escolhido para este conversor pelos seguintes motivos, a adicionar aos pontos fracos apontados na análise de outros dispositivos:

- Ser um semicondutor comercialmente disponível para elevadas tensões, com o qual já existem soluções para 6500 V. (figura 2.14)
- Ser um semicondutor controlável ao fecho e à abertura, necessário ao bom funcionamento do conversor em estudo,
- Existirem encapsulamentos comuns aos fabricantes, com dimensões específicas, possibilitando um grande leque de escolha, mesmo em caso de avaria futura.
- Ser o dispositivo com estas características com o melhor rendimento e mais simples de controlar.



Figura 2.14 - Módulo 5SNA 0750G650300, IGBT da ABB. $V_{CE} = 6500V$, $I_{ce} = 750A$. [18]

2.5 - Condensador

O condensador convencional tem como principal característica o armazenamento de uma carga eléctrica elevada nos seus terminais. Foi um dos primeiros componentes eléctricos a ser descoberto, em 1745, por Ewald Kleist. O condensador tal como é conhecido hoje em dia (fitas de metal sobrepostas, enroladas e isoladas entre si por fitas de dieléctrico) apareceu pela primeira vez em 1900. Uma imagem ilustrativa deste empacotamento está ilustrada na figura 2.15.

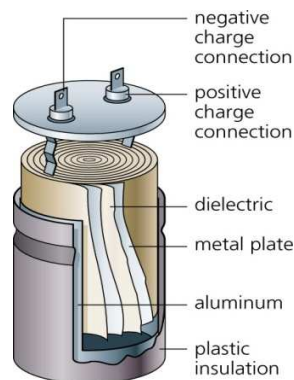


Figura 2.15 - Vista esquemática do interior de um condensador. [19].

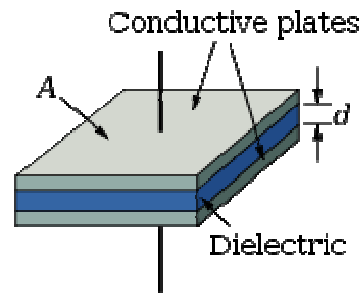


Figura 2.16 - Esquema de princípio de um condensador. [19].

Na sua forma mais básica, o condensador é um par de placas condutoras de área de superfície A e separadas por um dielétrico de espessura d , conforme especificado na figura 2.16. Considerando um campo elétrico uniforme em todo o espaço entre as placas, e desprezando o efeito de borda do condensador, a sua capacidade é dada pela fórmula

$$C = \varepsilon \frac{A}{d}, \quad (2.1)$$

Em que ε é a permissividade dielétrica do meio, em fâradés por metro. Num condensador, quanto maior for a permissividade do meio, mais capacidade conseguimos obter no mesmo espaço. Com esta fórmula fica também claro que quanto maior for a área de contacto do dielétrico, e menor for a distância dentre placas, maior é a capacidade.

A permissividade dielétrica do vácuo, ε_0 , é $8,85 \times 10^{-12}$. A permissividade absoluta, ε , aplicada na fórmula 2.1 resulta da multiplicação da permissividade do vácuo, ε_0 , pela permissividade relativa do meio, ε_r .

$$\varepsilon = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r. \quad (2.2)$$

A permissividade do meio depende do material dielétrico. Este, pode ser o ar ($\varepsilon_r=1,00054$), embora se empregue geralmente um material isolante. São exemplos de materiais vulgarmente utilizados: O papel ($\varepsilon_r=3,5$), a mica ($\varepsilon_r=7$) e o dióxido de silicone, nos condensadores dos circuitos integrados ($\varepsilon_r=4,5$). Polímeros compostos e outros materiais cerâmicos nanoestruturados podem chegar a um ε_r de 100000. [19]

2.5.1 Condensadores Electrolíticos

Com o exposto na introdução deste subcapítulo, é facilmente entendido que como o valor de ε_r é muito pequeno para materiais vulgares, a fracção A/d tem que ser muito grande a fim de se obter uma capacidade considerável. Com vista ao aparecimento de condensadores pequenos para uma grande capacidade, surgiram os condensadores electrolíticos.

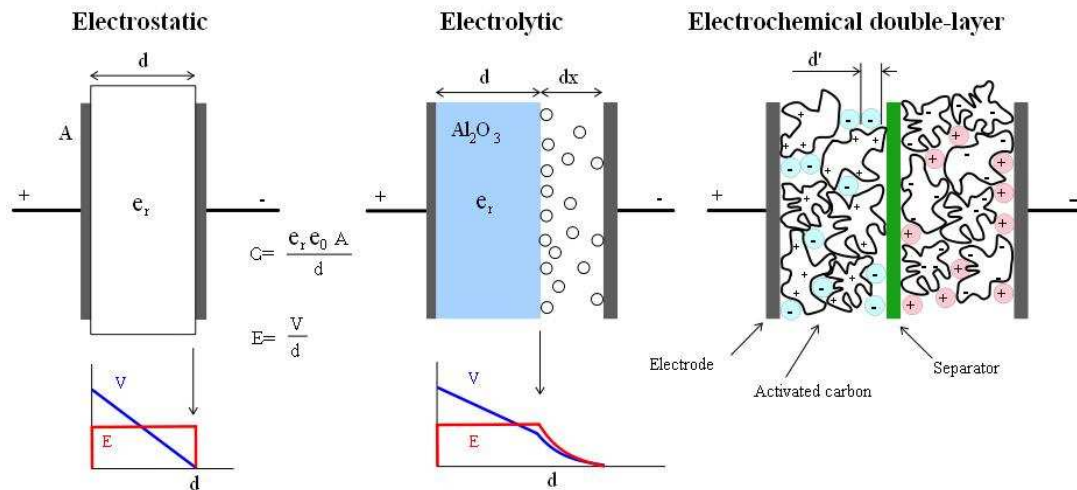


Figura 2.17 - Diagrama esquemático da constituição de três tipos diferentes de condensadores: electrostático, electrolytico e electroquímico. [20]

Os condensadores electrolyticos são formados por duas placas condutoras, geralmente de alumínio ou tântalo, em que uma delas é coberta com uma camada de óxido do mesmo, seguida de uma camada de papel embebido noutro electrólito líquido. Estes dois últimos materiais funcionam como dielétrico, como esquematizado na figura 2.17. A segunda placa do condensador é então colocada em contacto com o papel, e o conjunto é enrolado e toma a forma de um condensador electrolytico comercial.

A conjugação destes dois tipos de electrólito aumenta a capacidade por unidade de volume dos condensadores. Estes condensadores têm uma muito maior capacidade que os convencionais, mas têm um muito pior factor de qualidade, maior corrente de fugas, maior resistência série equivalente (ESR) e, conseqüentemente, resposta pobre a altas frequências de funcionamento.

2.5.2 Electric Double Layer Capacitor

Os *Electric Double Layer Capacitors*, (EDLC), também conhecidos por *supercapacitors* ou *ultracapacitors*, são condensadores com uma densidade de energia elevada, 30 Wh/kg, [20] quase 100 vezes maior que o condensador electrolytico, 0,4 Wh/kg, descrito na secção anterior.

Estes condensadores, á semelhança dos electrolyticos, são constituídos por um par de placas condutoras, os eléctrodos, em que é depositada uma fina camada de carvão activado. Este material tem uma área de superfície de 1000 a 3000 m^2/g . Estas placas assim constituídas são juntas, com uma barreira eléctrica a separá-las, como o papel de vidro. O carvão activado é impregnado por um electrólito aquoso ou orgânico. Esta sanduíche é então enrolada como ilustrado na figura 2.18.



Figura 2.18 - Encapsulamento comercial de um supercondensador e vista do filme capacitivo. [21]

Os supercondensadores estão comercialmente disponíveis através de diversos fabricantes. No entanto, um fabricante, a Maxwell Technologies, destaca-se na escala de potência pretendida para este trabalho. Grande parte da informação adquirida sobre as soluções existentes foi retirada do site desta companhia. Fundada em 1965, começou a desenvolver os supercondensadores em 1992 e apresentou a sua primeira solução comercial em 1995. Em 2002 fundiu-se com o mais directo competidor, a Montena, e em 2007 iniciou a sua produção de supercondensadores. [21]

Industrialmente, os supercondensadores são posicionados em termos de densidade de energia entre as baterias e os condensadores electrolíticos. No entanto, estes possuem uma muito elevada capacidade de fornecimento de potência de pico, o que permite que estes dispositivos tenham aplicabilidade na electrónica de potência. Estas propriedades estão graficamente representadas na figura 2.19. O custo desta tecnologia é 1 cêntimo de dólar por fárade, em quantidades de um milhão de fárades. [24]

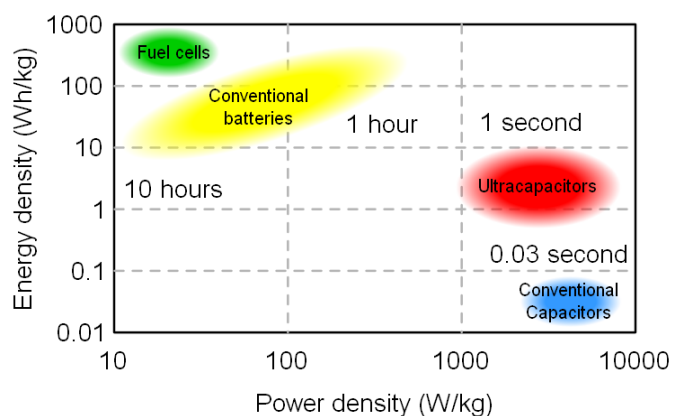


Figura 2.19 - Representação gráfica de áreas de aplicação de diferentes tecnologias. [20]

Este tipo de dispositivo possui uma tensão de operação muito baixa, entre 2,3 e 2,7 V, dependendo do tipo de electrólito utilizado. Torna-se, portanto, necessário colocar algumas destas unidades em série para que atinjam valores de tensão aceitáveis para aplicações de

elevada potência. Todavia, é necessário garantir uma tensão entre células da série o mais equilibrada possível, caso contrário, existirá um subaproveitamento de potência do banco de condensadores, assim como um desequilíbrio de correntes.

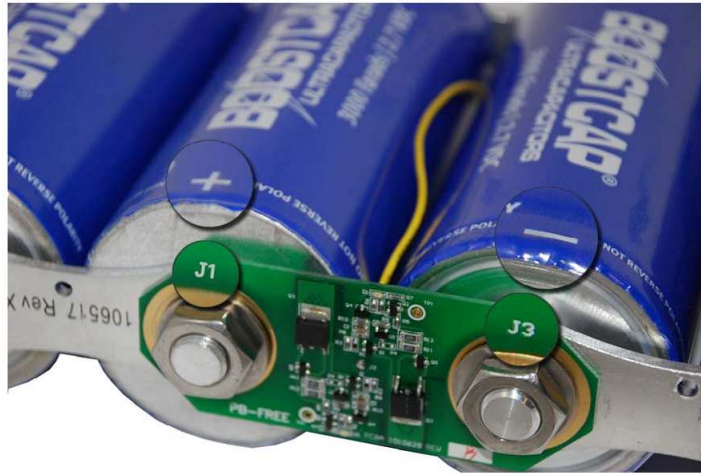


Figura 2.20 - Exemplo de aplicação de um circuito de equilíbrio de tensões. As duas células encontram-se ligadas em série, o fio amarelo está ligado ao ponto intermédio destas. [22]

Para minimizar este problema, são colocados aos terminais de cada supercondensador dispositivos activos para equilíbrio de tensões nos bancos de supercondensadores, como o da figura 2.20. No caso dos módulos de supercondensadores da Maxwell Technologies, estes dispositivos monitorizam a tensão de cada célula. Se esta ultrapassar os 2,73 V, é activado um transistor, ligado a uma resistência, que descarrega o condensador com uma corrente de 300 mA, até que a tensão esteja abaixo dos 2,7 V nominais. Para cada módulo existe uma saída digital acusativa de alguma tensão de célula anormalmente grande. [23] Em [22] podemos ver a configuração de montagem de um destes sistemas, aplicado a condensadores de elevada capacidade ligados em série.

A Maxwell Technologies anunciou que já efectuou o teste de 500 000 ciclos de carga / descarga, [24] mantendo-se a previsão de vida útil para os supercondensadores de um milhão de ciclos de carga / descarga. [25]

Esta mesma companhia possui uma gama completa de supercondensadores para uso na indústria. Os seus principais campos de aplicação são: [21]

- Energia eólica, para suportar o pico de potência necessário para alterar o ângulo *pitch* das pás rapidamente quando ocorrem rajadas de vento; possui 5000 sistemas instalados com este princípio em operação;
- Energia das ondas, em que os supercondensadores funcionam como buffers de potência entre o gerador e a rede; com protótipos construídos de 150 kW de potência de pico no gerador e 0,83 kWh de armazenamento de energia em supercondensadores;
- Armazenamento de energia por curtos períodos de tempo. Casos de aplicação são bóias com energia solar e paragens de autocarro com sinalização luminosa;

- *Uninterruptible power supplies* (UPS), com integração de *fuel cells*, conseguindo assim, segundo o fabricante, um custo 30% inferior ao equivalente da solução com baterias, durante o seu tempo de vida útil. Este tipo de soluções tem ainda a vantagem de possuir uma manutenção reduzida;
- Melhoria de qualidade de energia em grandes instalações de módulos fotovoltaicos;
- Armazenamento de energia proveniente de frenagem regenerativa em sistemas diesel-eléctricos, e de *Light Rail Vehicle* (LRV). Estes casos de aplicação foram descritos no subcapítulo 2.3 deste documento.

Outros campos de aplicação são detalhadamente descritos em [26]. A Maxwell Technologies possui uma gama completa de supercondensadores e módulos de supercondensadores. Os condensadores estão disponíveis de 2F até 3000F, e os maiores condensadores estão disponíveis em encapsulamentos modulares de séries, até 125V, 63F, com índices de protecção elevados, monitorização integrada de temperatura e balanceamento passivo de tensão entre supercondensadores. [25]

2.6 - Baterias eléctricas

A bateria é um conjunto de células galvânicas de tipos idênticos que armazena energia potencial química, e que, em determinadas condições, pode transformar esta energia em energia eléctrica. A primeira bateria surgiu em 1800, foi inventada por Alessandro Volta, e consistia numa pilha de materiais dispostos alternadamente: o ânodo, de cobre, o electrólito, roupa ou cartão embebido em água salgada, e o cátodo, zinco.

Uma bateria é geralmente constituída por dois eléctrodos, de materiais diferentes, um electrólito, e um separador, geralmente um isolador poroso. As reacções químicas dão-se entre cada um dos eléctrodos e o electrólito.

Existem hoje em dia muitos tipos de baterias recarregáveis, sendo as mais vulgares as baterias ácidas de chumbo, as baterias alcalinas de níquel-hidreto metálico, e as baterias de iões de lítio.

Para a aplicação pretendida, focar-me-ei apenas em baterias comercialmente disponíveis, com uma rapidez de carga e descarga satisfatória, e com um tempo de vida útil o mais elevado possível. Uma vez que as baterias em estudo serviriam para tracção eléctrica, algumas características são desejáveis, nomeadamente, elevado tempo de vida útil, estabilidade térmica, e pouco efeito de memória.

As baterias são a solução mais utilizada em sistemas de armazenamento de energia eléctrica, devido ao seu baixo custo, portabilidade e robustez. Estão hoje em dia em franco desenvolvimento devido às necessidades mundiais de reduzir a queima de derivados do petróleo em veículos, associados à poluição atmosférica. Com esta alteração da cadeia energética, a solução seria a produção de energia eléctrica centralizada, em centrais térmicas, por exemplo, e armazenamento em baterias ou *fuel cells*. Uma vez que de todas as aplicações de baterias, incluindo aplicações destas para armazenamento estático, o ramo automóvel e da tracção eléctrica é o mais exigente em termos de características, este ramo foi tomado como referência para a escrita deste estado da arte. Com esta decisão, não é perdida a generalidade da aplicação, até porque pode surgir alguma aplicação para

recuperação de energia a bordo de um veículo, no âmbito empresarial em que esta dissertação se insere.

É sabido que a principal causa para a destruição térmica de uma bateria de lítio é o efeito catalítico dos seus eléctrodos de carbono. [27] A Altair Nanotechnologies [28] lançou para o mercado em Setembro de 2006 uma solução de baterias de lítio cujos eléctrodos são constituídos por titanato de lítio particularizado. Segundo o fabricante, este material permite correntes de carga e descarga até 100 vezes maiores que as tradicionais baterias de lítio, para além de terem uma temperatura de operação entre -50 °C e 75 °C.

As baterias de lítio convencionais podem ser carregadas cerca de 750 vezes até se tornarem inúteis, ao passo que, em laboratório, as baterias da Altair conseguiram ser carregadas e descarregadas 9000 vezes, a uma razão 40 vezes superior á de uma bateria convencional, e ao fim desse tempo retinha ainda 85% da carga. [27]

A actual oferta da Altair incorpora dois módulos, um com 11Ah e outro com 50Ah. As principais características da bateria de 50 Ah estão representadas na tabela 2.2. [29]

Tabela 2.2 – Especificações do módulo de 50Ah da Altair Nanotechnologies. [29]

Grandeza e condições	Valor
Tensão nominal	2,3 V
Capacidade nominal	50 Ah
Impedância interna de descarga	0,55 mΩ
Impedância interna de carga	0,55 mΩ
Impedância interna @ 1 kHz AC	0,40 mΩ
Corrente de carga / descarga <i>standard</i> recomendada	50 A com corrente constante
Corrente de carga / descarga rápida recomendada	300 A com corrente constante
Corrente de carga / descarga de pulso (10s)	500 A máximo
Peso da célula	1,6 kg
Tempo de vida previsto @ 25 °C	20 anos

Na tabela 2.3 estão representados os valores esperados de número de ciclos carga/descarga que o módulo de 50 Ah pode ter. Estes dados são inconclusivos quanto à real qualidade da bateria, uma vez que nos dois exemplos aqui transcritos são alterados dois parâmetros, a temperatura, e a corrente de carga e descarga.

Tabela 2.3 – Tempo de vida útil do módulo de 50Ah da Altair Nanotechnologies. [29]

Modo de operação e condições	Tempo de vida
Carga de 100 A, descarga de 100 A, 100% DOD, 25 °C	> 12 000 ciclos
Carga de 50 A, descarga de 50 A, 100% DOD, 55 °C	> 4 000 ciclos

Na figura 2.21 está transcrito o gráfico de capacidade real da célula em função do número de ciclos efectuados. Este gráfico é igualmente inconclusivo quanto à funcionalidade

22 Baterias eléctricas

anunciada pelos fabricantes de a bateria poder ser descarregada com até 6 vezes a corrente nominal, e o seu impacto no tempo de vida útil da bateria.

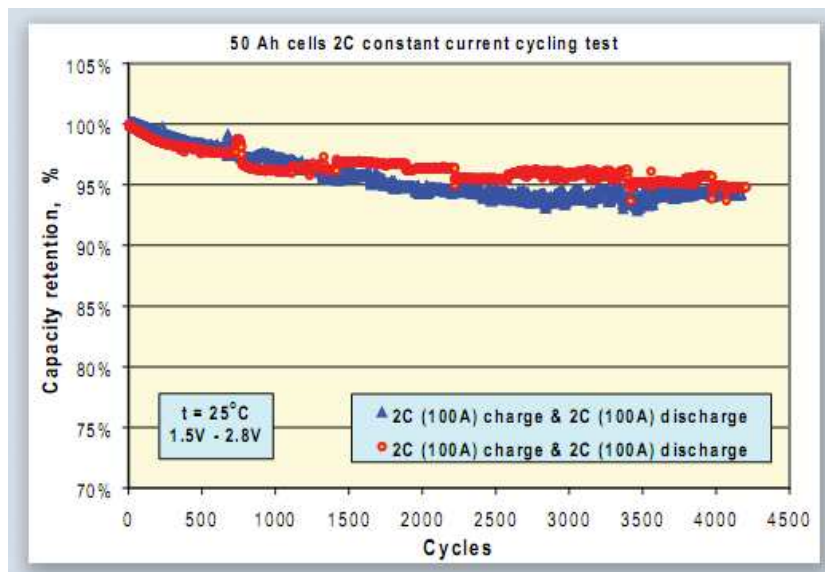


Figura 2.21 - Capacidade real da célula de 50 Ah em função do número de ciclos experimentados pela mesma [29].

As características do módulo de 11 Ah estão representadas na tabela 2.4. Em comparação com o módulo de 50 Ah, pode ser concluído que estes módulos são mais robustos, uma vez que permitem correntes de pico de 20 vezes a corrente de carga nominal, em comparação com as 10 vezes do módulo anterior. A impedância interna e o seu peso são aceitáveis, relativamente ao módulo anterior reduzido a esta escala, assim como o seu peso.

Tabela 2.4 – Especificações do módulo de 11Ah da Altair Nanotechnologies. [30]

Grandeza e condições	Valor
Tensão nominal	2,3 V
Capacidade nominal	11 Ah
Impedância interna de descarga	3.5 m Ω
Impedância interna de carga	3,2 m Ω
Impedância interna @ 1 kHz AC	2,0 m Ω
Corrente de carga / descarga <i>standard</i> recomendada	10 A com corrente constante
Corrente de carga / descarga rápida recomendada	66 A com corrente constante
Corrente de carga / descarga de pulso (10s)	200 A máximo
Peso da célula	366 g
Tempo de vida previsto @ 25 °C	20 anos

Na tabela 2.5 estão representados os valores esperados de número de ciclos carga/descarga que o módulo de 11Ah pode ter. Nesta tabela existe o mesmo problema que na tabela 2.3, pois não existem ensaios com duas correntes iguais para temperaturas diferentes. No entanto, pode-se comparar o tempo de vida da bateria com a corrente a que esta é carregada com uma regra rápida. Se for considerada a soma de correntes das primeiras duas linhas, respectivamente 40A e 80A, apesar da segunda corrente ser o dobro da primeira, o tempo de vida desta é apenas reduzido em $\frac{1}{4}$. Esta é uma boa característica, e não usual em outros tipos de baterias convencionais. No entanto, regra geral, os fabricantes evidenciam sempre as melhores características dos seus dispositivos, omitindo os dados ou não os revelando nas suas *datasheets* em situações mais desfavoráveis.

Tabela 2.5 – Tempo de vida útil do módulo de 11 Ah da Altair Nanotechnologies. [30]

Modo de operação e condições	Tempo de vida
Carga de 20 A, descarga de 20 A, 100% DOD, 25 °C	> 12 000 ciclos
Carga de 60 A, descarga de 20 A, 100% DOD, 25 °C	> 9 000 ciclos
Carga de 10 A, descarga de 10 A, 100% DOD, 55 °C	> 4 000 ciclos

Na figura 2.22 está transcrito o gráfico de capacidade real da célula de 11 Ah em função do número de ciclos efectuados.

O gráfico não tem uma legenda clara, mas supõe-se que as duas linhas apresentadas sejam de dois ensaios com duas células muito semelhantes. A corrente de carga é 60 A e a de descarga é 20 A. O gráfico mostra que ao fim de 6000 ciclos a capacidade retida pela bateria é 85%, deixando no ar qual será a sua capacidade real aos 9000 ciclos apresentados como limite na tabela 2.5.

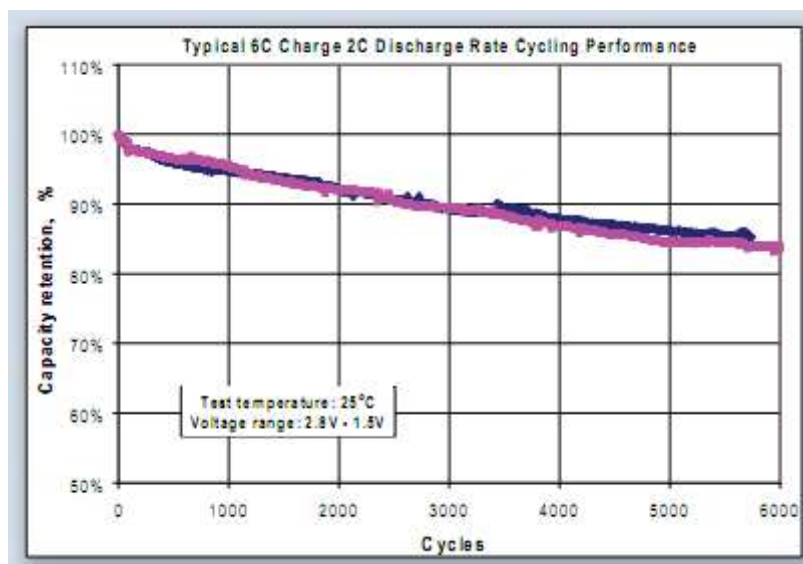


Figura 2.22 - Capacidade real da célula de 11 Ah em função do número de ciclos experimentados pela mesma. [30]

24 Baterias eléctricas

As baterias são muitas vezes colocadas em série para a sua aplicação. Uma vez que não é garantida a equidade de condições para todas as células, pode ser necessário o equilíbrio de tensões nos módulos. Em [31] estão listados os métodos de equilíbrio activo de tensões para estes casos. Estes métodos têm diversos defeitos, como elevado custo para o sistema, dificuldade de controlo efectivo, ou queda de rendimento significativa. Como tal, apenas são aplicados quando estão em causa grandes quantidades de células em série.

Capítulo 3

Modelização do sistema

A modelização do sistema constitui parte essencial de uma simulação. Este capítulo detalha e justifica os modelos de simulação escolhidos, para os diversos componentes do sistema.

3.1 - Modelização de componentes eléctricos

O sistema a projectar possui os seguintes tipos de componentes passíveis de ser modelizados:

- Resistências
- Bobinas
- Condensadores
- Supercondensadores
- Transístores IGBT
- Díodos
- Contactores
- Seccionadores
- Fusíveis
- Barramentos de potência
- Cabos de potência

Para além destes componentes, o sistema incorpora também sensores de corrente e tensão de acoplamento magnético, não tendo grande influência no comportamento do conversor.

Na escolha de modelos a aplicar no conversor, foi tomado em atenção o fornecimento de dados para estes modelos por parte do fabricante. No caso de não existirem, o modelo não foi utilizado ou foram tomados valores com uma ordem de grandeza aproximada da esperada.

3.1.1 Resistências de potência

A função das resistências de potência neste conversor é a de descarregar a energia contida na unidade de armazenamento. Ao contrário das baterias, os supercondensadores permitem a aplicação de uma tensão muito próxima de zero aos terminais do banco de armazenamento. Com este nível de tensão torna-se mais segura a manutenção do conversor. É também uma possibilidade utilizar esta resistência para retirar carga do banco de supercondensadores que origine uma sobretensão exageradamente grande. Uma vez que nestas condições apareceria uma sobretensão repartida por cada um dos supercondensadores, as resistências individuais destes não necessitariam de estar em operação por elevados períodos de tempo e em simultâneo.

Uma vez que não foi definida, no âmbito do projecto, a escolha entre supercondensadores e baterias de alta performance, não está também patente a necessidade de uma resistência para dissipar energia. Na figura 3.1 está representado o modelo térmico de resistência de potência da marca Danotherm. Os valores dos diversos parâmetros são fornecidos pelo fabricante, e são diferentes para cada tipo de resistência.

Este modelo permite estimar a temperatura real da resistência, permitindo dissipar momentaneamente elevadas quantidades de energia, respeitando os limites térmicos da resistência. [32]

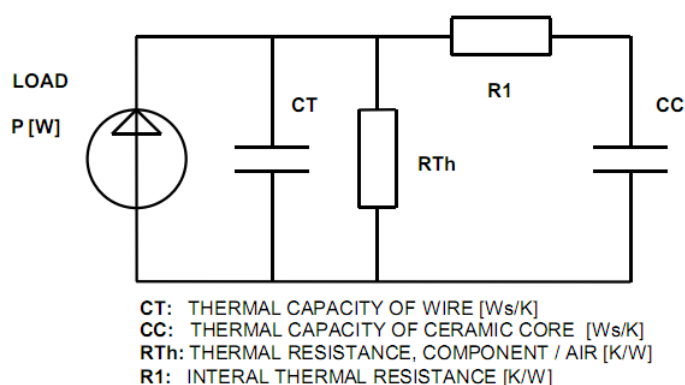


Figura 3.1 - Modelo térmico de resistências de potência da Danotherm. [32].

3.1.2 Bobinas

As bobinas de filtragem para este conversor foram simuladas atendendo ao seu valor de indutância, L_L , à resistência dos seus enrolamentos, R_L , e a C_s , uma capacidade parasita que existe devido aos enrolamentos sobrepostos. A organização destes elementos no modelo encontra-se esquematizada na figura 3.2.

O fabricante de bobinas apenas executa as bobinas por medida, e não fornece os dados para este modelo. Por esse motivo, apenas foi considerada uma resistência de enrolamento de 10 mΩ. Em [33] e [34] estão derivados modelos de precisão de bobinas como esta, de

núcleo em ferro laminado. Estes modelos consideram o efeito pelicular dos enrolamentos, que se torna significativo quando se trata de bobinas como esta, de secção elevada.

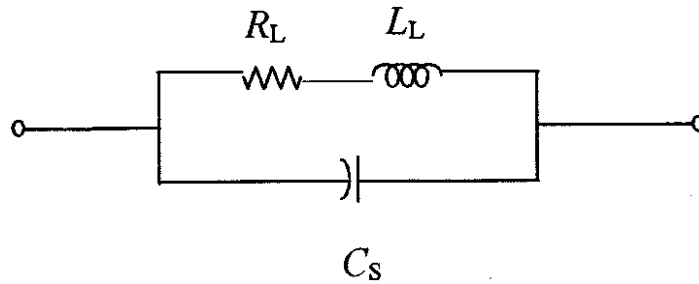


Figura 3.2 - Modelo de bobina.

3.1.3 Supercondensador

Neste sistema, os supercondensadores foram simulados apenas com a capacidade equivalente em série com a resistência ESR. Estes são os únicos dados fornecidos pelo fabricante, embora, da associação de supercondensadores em série e paralelo resulte alguma indutância indesejável ao funcionamento do conversor, não considerada aqui.

Apesar de ser fornecido pelo fabricante o valor da corrente de fugas do banco dos supercondensadores, este não foi utilizado, devido à sua insignificância quando comparada com a corrente de serviço do conversor.

3.1.4 Condensadores

O modelo deste componente deve contemplar a sua própria capacidade, expressa em farades, em paralelo com uma resistência de fugas, de modo a simular as fugas de corrente que um condensador tem mesmo quando desligado de qualquer outro componente. Deve também ser contemplada uma resistência série, ESR, e uma bobina em série, ESL. Quanto menores forem estes dois últimos parâmetros do condensador, mais caro ele é, e maior é o seu factor de qualidade.

Uma vez que os condensadores utilizados para filtragem são de elevada qualidade, a resistência de fugas do condensador não será utilizada. O esquema deste modelo encontra-se na figura 3.3.

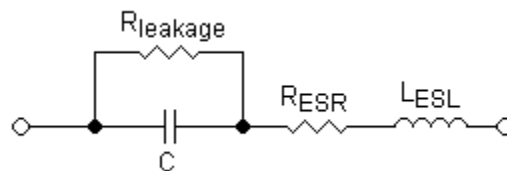


Figura 3.3 - Modelo do condensador electrolítico.

3.1.5 Insulated Gate Bipolar Transistor e díodos

O IGBT foi modelizado para este trabalho com um modelo clássico e simples. Como referido no capítulo 2, existem modos de parametrização precisa destes dispositivos. No

entanto, este tipo de modelização implica ou o conhecimento das dimensões das diferentes zonas do semicondutor, ou o teste físico do mesmo.

Tradicionalmente, o modelo funcional de um interruptor electrónico contempla apenas as perdas por condução, modelizadas por uma queda de tensão ou uma resistência, e as perdas de comutação, que são apenas calculadas recorrendo a fórmulas, geralmente numa folha de cálculo. O interesse de calcular as perdas de qualquer semicondutor é o de determinar a temperatura de junção, que, regra geral, para o silício não pode ultrapassar os 125 °C.

Todas as grandezas que servem para calcular as perdas e conseqüentemente as temperaturas de junção variam com o estado físico do semicondutor. Conta-se sobretudo com os valores de corrente, tensão, frequência de comutação, e temperatura de junção.

As *datasheets* de IGBT obedecem a uma norma específica, a norma IEC 60747, “*Semiconductor Devices - Discrete Devices and Integrated Circuits*”, em especial as partes 2, *Rectifier Diodes*; 9, *Insulated Gate Bipolar Transistors*; e 15, *isolated power semiconductor devices*. Estas normas determinam quais os ensaios-tipo a que estes semicondutores são sujeitos, garantindo a uniformidade de dados e gráficos utilizados nas *datasheets*.

As perdas de condução são modelizadas através de uma queda de tensão entre emissor e colector. Este parâmetro varia com a corrente que o semicondutor conduz e a temperatura de junção, conforme ilustrado na figura 3.4.

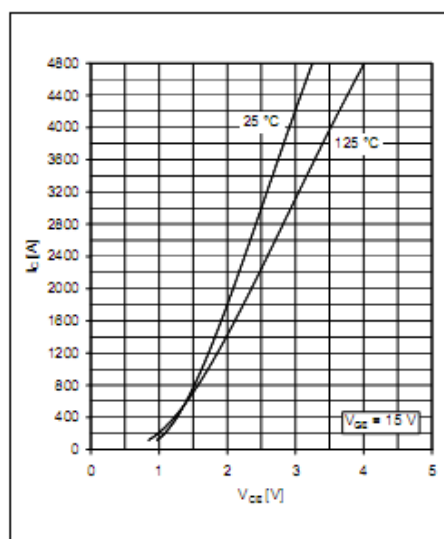


Figura 3.4 - Gráfico de tensão V_{cesat} em função da corrente conduzida e da temperatura de junção. [35]

Para determinar a potência de perdas por condução, é necessário multiplicar a tensão V_{cesat} pela corrente que percorre o dispositivo durante em que este está ligado. Com este produto é obtida a potência de perdas instantânea no momento de condução. Uma vez que o semicondutor apenas está uma fracção de tempo ligado, é necessário multiplicar este produto pelo *duty cycle* δ , conforme escrito na fórmula 3.1.

$$P_C = V_{CESAT} \cdot I_{CE} \cdot \delta, \quad (3.1)$$

Quando é aplicada uma tensão V_{GE} superior a V_{GETH} , o IGBT inicia a condução. Sendo o IGBT um dispositivo predominantemente capacitivo, no que diz respeito à impedância vista

pela fonte de comando, a sua comutação tem os atrasos inerentes ao comando de um MOSFET. A figura 3.5 ilustra as formas de onda típicas: tensão na *gate*, V_{GE} , tensão entre colector e emissor, V_{CE} , e a corrente no colector, I_C , com o valor de resistência de *gate* mínimo. Neste exemplo, a corrente estabilizada do colector é de 1,2 kA, a tensão V_{CE} é 1200 V e a tensão V_{GE} vai de -15 V a +15 V.

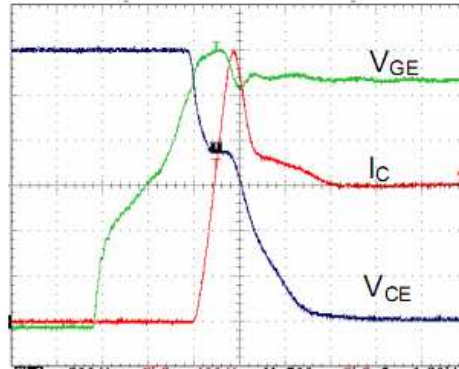


Figura 3.5 - Oscilograma de pormenor da comutação de um IGBT. $di/dt=6,4 \text{ kA}/\mu\text{s}$, $dv/dt = 0,9 \text{ kV}/\mu\text{s}$, $I_{CPEAK}=2,4 \text{ kA}$, $E_{ON}=816 \text{ mJ}$. [36]

A energia de perdas de uma comutação é determinada calculando a área da onda formada pela multiplicação da tensão e corrente, durante o tempo em que dura a comutação. As perdas de comutação variam com a corrente de condução, tensão aplicada, temperatura da junção e com a resistência de *gate*. Para ilustrar esta dependência, estão representadas na figura 3.6 as mesmas grandezas da figura 3.5 e nas mesmas premissas, mas com uma resistência de *gate* de valor inferior ao mínimo anunciado na *datasheet* do fabricante.

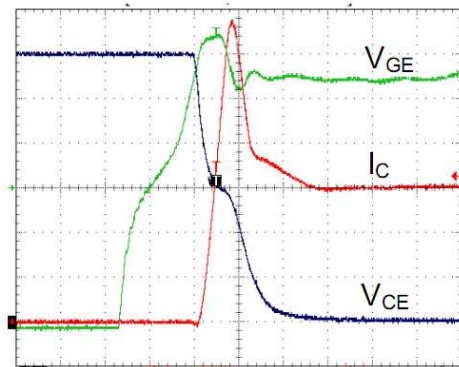


Figura 3.6 - Oscilograma de pormenor da comutação de um IGBT. $di/dt=8,7 \text{ kA}/\mu\text{s}$, $dv/dt = 1,4 \text{ kV}/\mu\text{s}$, $I_{CPEAK}=2,7 \text{ kA}$, $E_{ON}=544 \text{ mJ}$. [36]

Da comparação entre as figuras 3.5 e 3.6 pode-se concluir que apesar de ser obtida uma comutação mais rápida e com menores perdas, a corrente de pico é maior, devido a um maior valor da corrente I_{RR} do diodo, motivada pelo maior dI_C/dt .

30 Modelização de componentes eléctricos

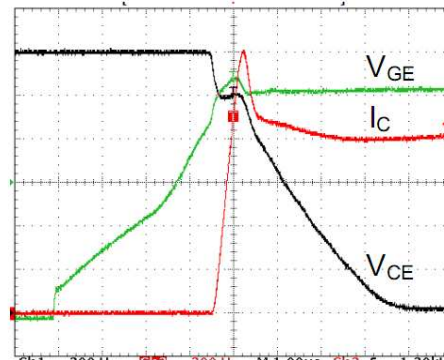


Figura 3.7 - Oscilograma de pormenor da comutação de um IGBT. $di/dt=3 \text{ kA}/\mu\text{s}$, $dv/dt = 0,3 \text{ kV}/\mu\text{s}$, $I_{CPEAK}=1.81 \text{ kA}$, $E_{ON}=2558 \text{ mJ}$. [36]

O oscilograma da figura 3.7 ilustra a situação em que é utilizado um valor de resistência de *gate* superior ao máximo anunciado. As taxas de evolução da corrente e da tensão no semiconductor diminuem, aumentando o tempo de comutação. Por este motivo, são aumentadas as perdas de comutação, podendo tornar-se proibitivas. Assim, há que otimizar o circuito de comando de modo a obter-se o melhor compromisso rapidez/perdas.

Os fabricantes fornecem nas folhas de dados os valores das perdas por cada comutação *turn-off* (E_{OFF}), *turn-on* (E_{ON}), e o valor das perdas de recuperação inversa do diodo (E_{REC}). É fornecido em tabela o valor em mJ para cada uma destas grandezas, nas seguintes condições:

- Corrente nominal;
- Cerca de metade do valor de V_{BSS} ;
- Temperatura máxima de junção;
- Resistência mínima de *gate*.

É também apresentado um gráfico com a variação das perdas de comutação com a corrente de colector, assim como a variação das mesmas com a resistência de *gate*. Exemplos destes gráficos estão representados na figura 3.8.

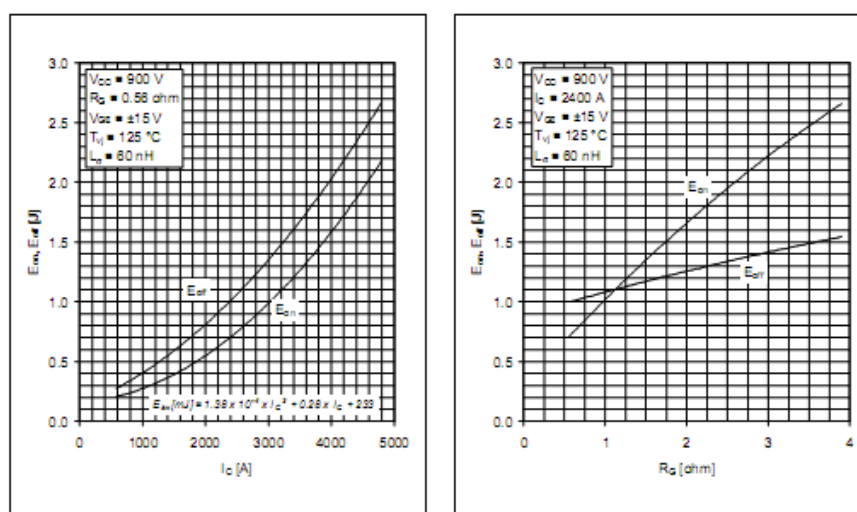


Figura 3.8 - À esquerda, gráfico de E_{ON} e E_{OFF} em função da corrente de colector. À direita, a mesma grandeza em função da resistência de *gate*. [35]

Analogamente, os fabricantes fornecem gráficos de perdas de recuperação inversa em função da corrente de colector e da resistência de *gate* para o diodo. Fornecem ainda os gráficos de queda de tensão na condução em função da corrente.

Para calcular quais as perdas para um determinado estado, precisamos, portanto, de saber:

- Qual a tensão V_{CE} aplicada ao semiconductor. As perdas vêm afectadas de um factor de escala em relação à tensão de teste.
- Qual a resistência de *gate* utilizada no semiconductor. Neste caso, deve ser feita uma relação linear entre o valor de resistência aplicada e o valor mínimo de resistência aplicável ao IGBT, com as perdas por comutação, utilizando o gráfico representado do lado direito da figura 3.8.
- Qual a corrente de condução I_C no instante de comutação. Depois de termos este valor, devemos consultar gráfico o lado esquerdo da figura 3.8 e determinar qual a energia de perdas.

Resumindo, a fórmula que devemos aplicar para a determinação da energia de perdas é dada por:

$$E_{switching} = \frac{V_{CE}}{V_{CEtest}} \cdot \frac{E(R_G)}{E(R_{Gtest})} \cdot E(I_C), \quad (3.2)$$

Em que V_{CE} é a tensão aplicada ao semiconductor no estado off, V_{CEtest} é a tensão de teste do semiconductor, para a qual foram desenhados os gráficos da figura 3.8, $E(R_G)$ é a energia de perdas em mJ, consultada no gráfico da figura 3.8, $E(R_{Gtest})$ é a energia de perdas à corrente nominal, com a resistência mínima de *gate* anunciada na folha de dados, e $E(I_C)$ é a energia de perdas para a corrente requerida.

Como exemplo de concretização, considere-se o IGBT cujos gráficos de perdas em comutação estão representados na figura 3.8. A este IGBT foi aplicado um drive cuja resistência de *gate* para o estado off é $1,7 \Omega$. A corrente de colector é 2400 A e a tensão aplicada é 900 V. A energia de comutação nominal para a abertura é 1000 mJ, com uma resistência de *gate* de $0,56 \Omega$. É observado nos gráficos que para uma corrente de 2400 A, a energia de perdas é 1000 mJ e a energia de perdas com uma resistência de *gate* de $1,7 \Omega$ é cerca de 1200 mJ. Neste caso, a energia de perdas para 2400 A seria:

$$E_{switching} = \frac{900}{900} \cdot \frac{1200}{1000} \cdot 1000 = 1200mJ, \quad (3.3)$$

As perdas de comutação manifestam-se por uma energia com um elevado valor de pico e uma duração muito curta, quando comparada com a frequência de comutação. Por simplicidade de cálculo, é desejável que o valor de perdas de comutação seja não pulsado ao longo do tempo. Por este motivo, multiplicam-se a energia de perdas pela frequência de comutação, como explicitado na fórmula 3.4:

$$P_{switching} = E_{switching} \cdot f, \quad (3.4)$$

32 Modelização de componentes eléctricos

em que f é a frequência de comutação.

Os problemas que se colocam com este método de cálculo das perdas são os seguintes:

- Existência de métodos de controlo em frequência não constante, como o controlo em histerese, obrigando ao estudo dinâmico do conversor em causa
- Dependência dinâmica de correntes e tensões.
- Cálculo dinâmico de valores com as mudanças de parâmetros do conversor e dos seus componentes

Para implementar um método de cálculo de perdas e consequentes temperaturas de junção para os IGBT em causa, foram utilizados o MS Excel e o PSIM. A necessidade de um método deste tipo prende-se com o facto de ser necessária a escolha de um fornecedor para estes semicondutores, e de um dos critérios ser a minimização de perdas. O método precisa de ser, portanto, independente de fabricantes. Uma vez que é um requisito do sistema não possuir refrigeração líquida, a solução térmica é muito restritiva. Isto obriga à colocação de módulos de IGBT em paralelo, uma vez que um dissipador a ar forçado não é capaz de escoar o calor gerado pelo funcionamento destes IGBTs em regime nominal de funcionamento. Uma vez que seria útil a simulação de um número indeterminado de módulos em paralelo, foi implementado um modelo de IGBT dinâmico, não sendo necessário recalcular a corrente individual destes.

Para se obter o modelo de IGBT no simulador é necessário colocar os valores de V_{CEtest} , de $E(R_{Gtest})$ e de V_{CEtest} na folha de cálculo. É também necessário colocar o valor das resistências de *gate on* e *off* da aplicação.

É necessário depois colocar alguns pares de coordenadas das características de perdas de comutação do IGBT e do diódo. Depois, é efectuada uma regressão linear para determinar a função que melhor caracteriza este conjunto de pontos. Obtém-se, então, $E(R_G)$. É conveniente colocar o maior número de pontos possível.

Com estes dados são geradas três tabelas de perdas de comutação em função da corrente, actualizadas à tensão da aplicação e da resistência de gate. São as perdas de comutação *turn-on* e *turn-off* do IGBT e as perdas de recuperação inversa do diódo. Na figura 3.9 está representada a resposta da saída das *look-up tables* das três diferentes perdas de comutação, nas mesmas condições da *datasheet*. Para comparação, é representado o gráfico análogo da *datasheet*. O semiconductor em causa é o Mitsubishi CM2400HC-34H. [37]

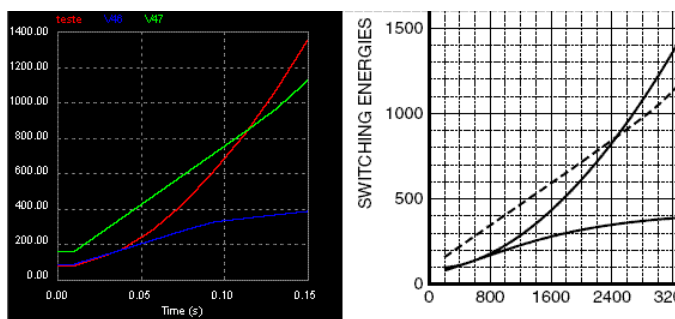


Figura 3.9 - Comparação gráfica do modelo criado e da *datasheet*.

Estas tabelas são guardadas num formato interpretado pelo PSIM, o formato *.tbl*. No modelo de IGBT do PSIM, estas tabelas têm como entrada a corrente de colector do semiconductor, e o valor de saída, a energia de perdas, é multiplicada pela frequência de

comutação. A esquematização deste processo de cálculo está representada em detalhe na figura 3.10. A ligação que está incompleta na parte superior da figura 3.10 vem somar perdas de condução às de comutação perfazendo as perdas totais no semiconductor, T_down_loss .

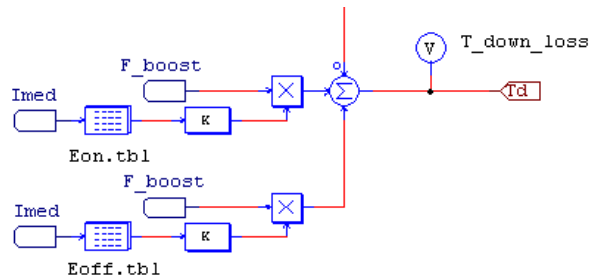


Figura 3.10 - Detalhe do cálculo das perdas de comutação do transistor inferior da meia-ponte.

As perdas de condução são também variáveis com a corrente do colector. Por este motivo, foram também modelizadas dinamicamente com a corrente. Para tal, foi incluída na *spreadsheet* espaço para colocar um par de pontos que linearize a característica tensão V_{CEsat} do IGBT e V_F do diódo, em função da corrente conduzida, para o pior caso, que é a temperatura limite de junção.

Esta linearização produz a equação de uma recta, em que a ordenada na origem é uma tensão, e o declive é uma resistência. Multiplicando a tensão aplicada ao semiconductor em causa pela corrente que o atravessa, obtemos as perdas instantâneas. Se for feita a média destas perdas, obtemos as perdas por condução afectadas pelo *duty cycle*.

O símbolo do modelo da meia ponte de IGBT está representado na figura 3.11. Este compreende o modelo de dois IGBT iguais, com os respectivos díodos em antiparalelo. O motivo pelo qual foram incorporados dois IGBT num bloco prende-se ao facto de a corrente de pico comum aos dois elementos estar permanentemente no terminal “*bridge center*”, simplificando a maneira de cálculo das perdas.

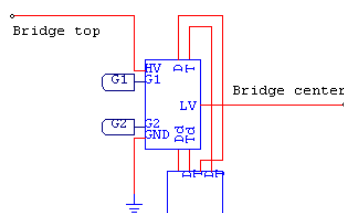


Figura 3.11 - Símbolo do estimador de perdas, acoplado ao modelo térmico do transistor e dissipador.

O interior do bloco de cálculo está representado na figura 3.12, onde podem ser observadas os parâmetros de entrada lado esquerdo do bloco. São estes os terminais de potência HV (High Voltage), LV (Low voltage), GND (ground), e os terminais de controlo G1 e G2, que são os dois sinais aplicados às gates de cada um dos IGBT. As saídas estão representadas no lado direito do modelo, e são as perdas de cada um dos IGBT e de cada um dos díodos.

Os valores que podem ser vistos junto de cada um dos semicondutores são as quedas de tensão calculadas pelo modelo, e em série com estes está a resistência que modeliza a variação das perdas com a corrente de colector.

34 Modelização térmica do conversor

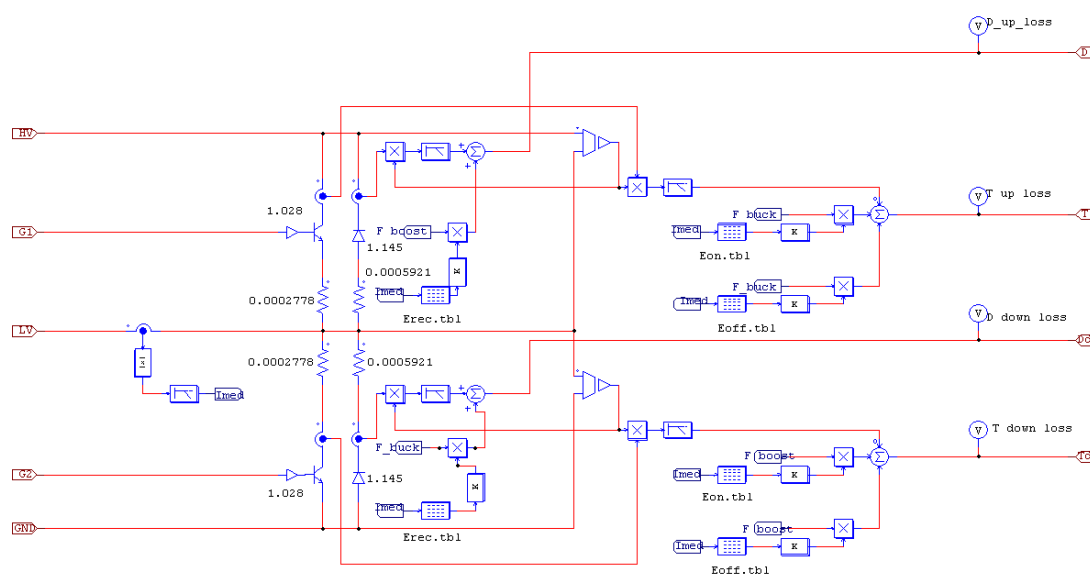


Figura 3.12 - Estimador de perdas implementado

3.1.6 Contactores, fusíveis, barramentos e cabos

A principal característica destes elementos com alguma influência no modelo do conversor são as suas perdas por condução. O contactor e o fusível têm um comportamento transitório importante, mas difícil de caracterizar e pouco útil para o modelo dinâmico do conversor nestes casos. Por outro lado, têm uma elevada importância no dimensionamento do conversor.

Estes modelos não foram contemplados no circuito de simulação, uma vez que representam apenas perdas por efeito de *Joule*.

3.2 - Modelização térmica do conversor

Para manter as junções dos semicondutores abaixo do seu nível de ruptura térmica, é necessário retirar o calor do interior do mesmo. Para o correcto dimensionamento do dissipador, é necessário introduzir no simulador os valores de resistência térmica dos componentes condutores de calor.

Como especificado no ponto 3.1.5, as saídas do bloco “meia ponte” são as perdas de cada um dos quatro semicondutores presentes no interior deste bloco. Para dimensionamento dos dissipadores, foi aproveitado este facto e criado outro bloco, que pode ser ligado directamente a este, o módulo “dissipador”.

As partes condutoras de calor podem ser modelizadas electricamente através de malhas R ou RC. Na sua forma mais básica, com componentes resistivos, a resistência eléctrica é considerada como sendo a resistência térmica da secção, em K/W. A corrente a circular pelas malhas é considerada a potência de perdas, em Watts, e as tensões nos nós são as temperaturas das superfícies do material.

Uma modelização resistiva assume que o calor gerado na junção é directamente escoado para o ambiente. Este pressuposto pode ser uma boa aproximação da realidade. No entanto, em certos casos, estes conversores têm nos seus requisitos a capacidade de fornecer uma

potência instantânea superior à nominal. Neste caso, o modelo resistivo acusaria temperaturas de junção possivelmente superiores às permitidas pelo fabricante.

Para suprir este problema, pode ser utilizado um modelo térmico RC. Relativamente ao modelo resistivo, os condensadores representam o atraso térmico de propagação do calor nas interfaces térmicas. Os fabricantes de semicondutores providenciam, nas suas folhas de dados, valores para este modelo, como os que estão na figura 3.14. A fórmula para aplicar estes dados é

$$Z_{th(j-c)}(t) = \sum_{i=1}^n R_i (1 - e^{-\frac{t}{\tau_i}}), \tag{3.5}$$

constituindo um modelo de malhas RC clássico.

Um exemplo de modelo térmico do IGBT da Dynex [38] foi implementado em PSIM, utilizando os dados do fabricante. Neste modelo, esquematizado na figura 3.13, estão representados os modelos térmicos do diodo, em cima, e do IGBT, em baixo.

Na parte esquerda da figura, podemos ver as entradas de valores de perdas de cada um dos semicondutores, que são dadas em Watts. A fonte de corrente controlada por tensão transforma este valor em kilowatts, multiplicando a sua entrada de tensão por 1×10^{-3} . As perdas são então injectadas na malha RC. Os valores respeitam a fórmula 3.5, com os condensadores a terem um valor calculado de $C = \tau/R$.

O valor de resistência térmica da caixa para o dissipador, $R_{th(c-s)}$, depende da pasta térmica que se utiliza. O valor que o fabricante indica para ser usado para dimensionamento é 6 K/kW. Neste caso, o dissipador é igualmente modelizado por uma resistência, $R_{th(s-a)}$, com o valor de 20 K/kW, e foi retirado de um catálogo da marca Guash. A temperatura ambiente considerada é de 50 °C.

Tanto a resistência térmica de caixa para o dissipador como a resistência do dissipador poderiam ter associados parâmetros capacitivos, mas tal não é fornecido pelo fabricante.

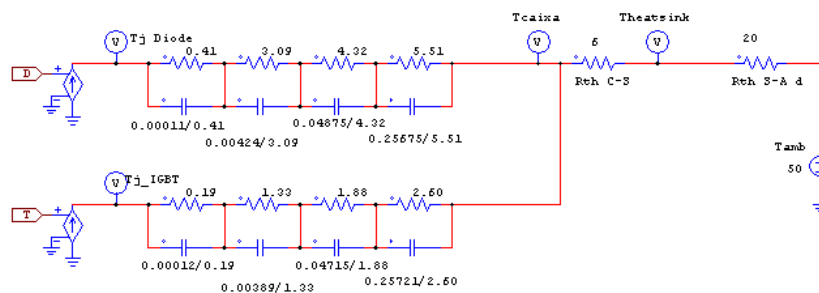


Figura 3.13 - Exemplo de modelo térmico de IGBT da Dynex implementado em PSIM.

Para além de valores do modelo, os fabricantes apresentam também um gráfico de impedância térmica em função do tempo, que ajuda o projectista a determinar a constante de tempo do circuito térmico. Um exemplo deste tipo de gráfico está representado na figura 3.14. Neste exemplo, por análise directa do gráfico, o projectista apreende que ao fim de cerca de um segundo de operação, a impedância térmica entre a junção do IGBT e a caixa é o seu valor resistivo anunciado.

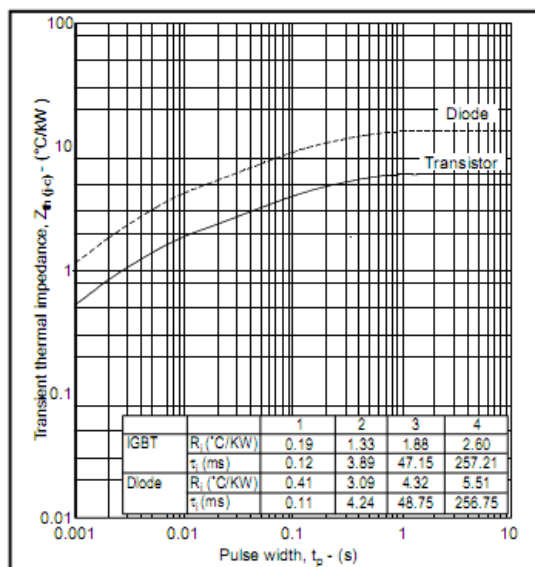


Figura 3.14 - Valores para modelo térmico RC e gráfico de impedância térmica entre junções e caixa, em função do tempo. [38]

O modelo apresentado em 3.13 foi testado, mas justamente porque o conversor não tem sobrecargas previstas, e o propósito deste simulador era o de escolha de semicondutores, a complexidade deste modelo não era justificável nesta altura do projecto. Assim, foi utilizado um modelo térmico resistivo para cada um dos semicondutores testados.

3.3 - O Caso do Metro do Porto

Neste subcapítulo serão discutidos diversos parâmetros de simulação utilizados pensando na aplicação ao metro do Porto. São aqui apresentadas considerações de modelização do sistema de alimentação, nomeadamente os rectificadores e o sistema de transporte de energia, e o próprio veículo do metro do Porto, o *eurotram*.

3.3.1 Rectificador de Tracção

Os 33 rectificadores de tracção do sistema de metro ligeiro do Porto foram fornecidos pela EFACEC Sistemas de Alimentação, e são constituídos por um transformador tri-hexafásico, com um primário em triângulo e dois secundários, um deles denominado enrolamento secundário, em triângulo, e enrolamento terciário, em estrela. Estes enrolamentos estão ligados cada um a uma ponte rectificadora de díodos, e a saída destas está em série, com uma bobina interfases. [39] Uma imagem deste equipamento pode ser encontrada na figura 3.15, e um esquema desta topologia está representado na figura 3.16.



Figura 3.15 - Rectificador aplicado ao Metro do Porto [39]

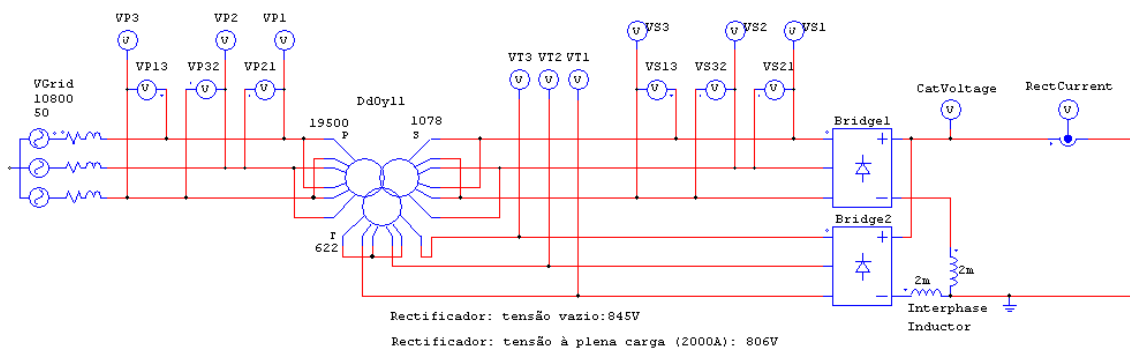


Figura 3.16 - Esquema eléctrico do rectificador de 12 pulsos

Os parâmetros exactos do rectificador não foram explorados profundamente, a fim de se obter um modelo muito preciso desta fonte de alimentação. Como tal, foram tomados valores típicos. Cada enrolamento da bobine interfásica tem, nesta simulação, 2mH, e não existe queda de tensão nos díodos rectificadores. Contudo, a resistência por enrolamento do transformador permitiu simular as quedas de tensão resultantes das perdas dos díodos e do próprio transformador.

Segundo o documento da Scioldea, [40] a tensão em vazio do rectificador do metro é 840 V. Nas figuras 3.17 e 3.18, podem-se observar, respectivamente, as formas de onda de tensão à saída do rectificador, em vazio e à plena carga.

38 O Caso do Metro do Porto

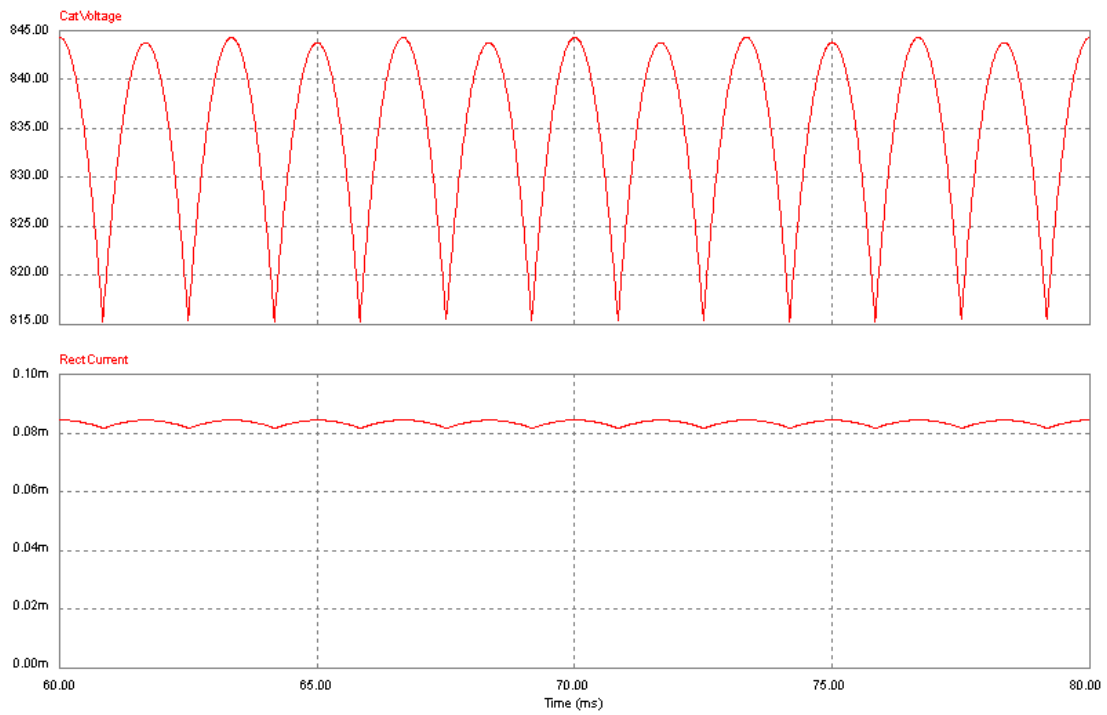


Figura 3.17 - Oscilograma da tensão e corrente de saída do modelo de rectificador em vazio.

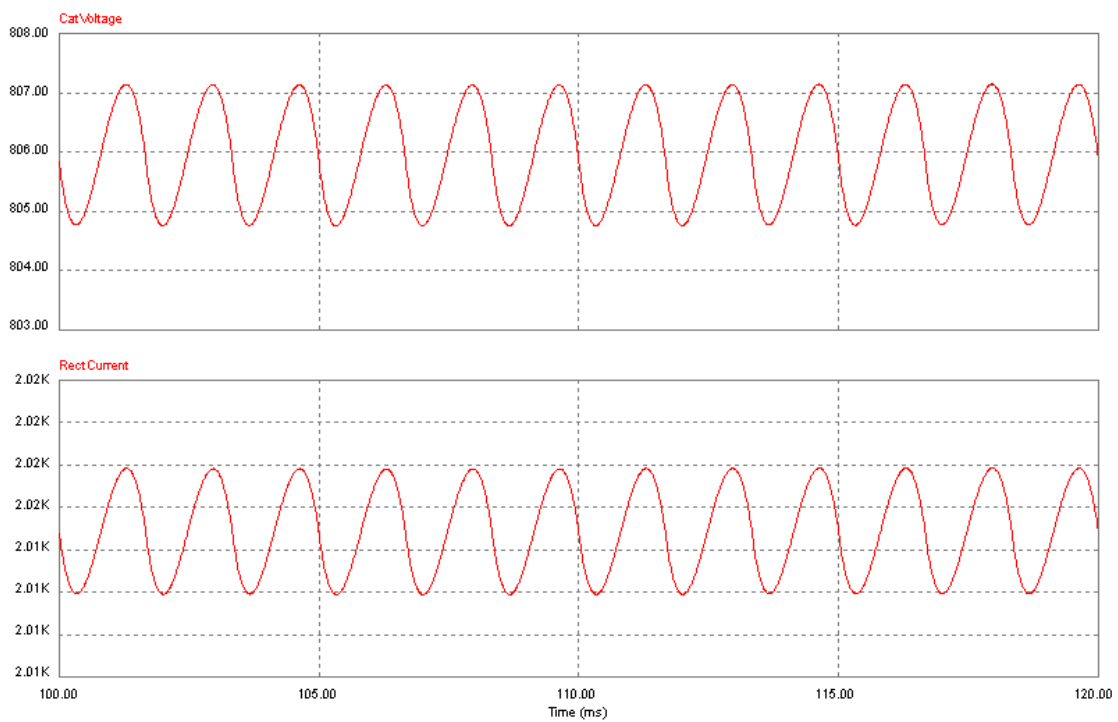


Figura 3.18 - Oscilograma da tensão e corrente de saída do modelo de rectificador à plena carga.

3.3.2 Catenária e Carris

A catenária do sistema de metro ligeiro do Porto é constituída por cabo de cobre, com fio de contacto duplo de 150 mm^2 na maioria da sua extensão. [41] Uma vez que não foi encontrada nenhuma especificação de modelo da catenária, e a definição de um modelo de base sairia fora do âmbito desta dissertação, a catenária foi apenas considerada como uma resistência, como no modelo utilizado pela Sciroidea no estudo encomendado pela empresa metro do Porto. [36] O valor desta resistência é $0,01\Omega/\text{km}$, e incorpora o valor de resistência da catenária e de retorno pelos carris. Este valor foi considerado para a simulação do sistema.

3.3.3 Veículos do sistema de metro do Porto

O *eurotram* é o veículo utilizado pela empresa metro do Porto. Estes veículos foram construídos na fábrica da Bombardier em Lisboa. Alguns dados importantes do veículo quando em configuração dupla estão registados na tabela 3.1.

Tabela 3.1 – Especificações do *eurotram* em unidade dupla. [42]

Grandeza e condições	Valor
Peso dos dois veículos	81 000 kg
Peso da carga total	52 000 kg
Aceleração máxima	1 m/s^2
Frenagem máxima	$1,2 \text{ m/s}^2$
Velocidade máxima	80 km/h
Tensão de alimentação máxima	900 V
Tensão de alimentação nominal	750 V
Tensão de alimentação mínima	500 V
Rendimento pantógrafo - roda	0,8564 %

Para a simulação, o veículo foi considerado como uma fonte de corrente bidireccional, uma vez que este possui frenagem regenerativa. Os valores máximos de corrente de tracção e frenagem estão limitados por software no próprio veículo, aos valores que estão representados na tabela 3.2 e 3.3, respectivamente.

Tabela 3.2 – Relação entre tensões e correntes máximas na tracção em configuração dupla. [42]

Valor de Tensão (V)	Valor de Corrente (A)
500	1005
525	1375
550	1437
575	1503
600	1568
625	1633
650	1699
750	1699
800	1562
850	1499
900	1415

Tabela 3.3 – Relação entre tensões e correntes máximas na frenagem em configuração dupla. [42]

Valor de Tensão (V)	Valor de Corrente (A)
500	1825
550	1662
600	1532
650	1406
700	1306
750	1219
775	1179
800	1143
825	1108
850	1075
875	1045
900	1016

A frenagem eléctrica é o método primário de controlo da travagem do veículo. Os travões de disco são apenas accionados caso o travão eléctrico não seja suficiente à desaceleração pedida pelo operador de condução do veículo. Caso o controlador do veículo esteja a tentar injectar corrente de frenagem na catenária e não o esteja a conseguir, é accionada uma resistência de frenagem colocada no topo do veículo. Um dos objectivos do conversor em

estudo é este aproveitar toda a corrente de frenagem dos veículos, num raio de acção o maior possível.

Para modelizar este veículo, foi utilizada uma tabela que incorpora os valores das tabelas 3.2 e 3.3. Como entrada desta tabela está a tensão da catenária, e a saída é o respectivo valor de corrente máxima. Nos valores em que a função não está definida, é efectuada uma regressão linear, resultando assim num gráfico representado na figura 3.19.

Para poder colocar todos os valores de correspondência numa mesma função unívoca, foi necessário multiplicar os valores de tensão para a frenagem por -1, e considerar a corrente que é requerida pelo metro em como negativa. A corrente de tracção é então considerada como positiva. Este arranjo permitiu simplificar a simulação, como será demonstrado na secção 3.4 desta dissertação.

De notar que neste gráfico, na zona de frenagem, a injeção de potência na rede é constante, de valor aproximado 914 kW. Na zona de tracção, é observável a capacidade de pico de corrente do conversor electrónico de potência do veículo, que consegue absorver uma corrente de 1825 A a uma tensão de 900V, perfazendo 1634 kW. Na pior das hipóteses, o valor de tensão a que o veículo está a ser alimentado é a tensão máxima do rectificador, 840V. Relembro que nas redes de 750 V nominais, 900 V é a tensão permanente máxima permitida, conforme descrito no capítulo 2 deste documento.

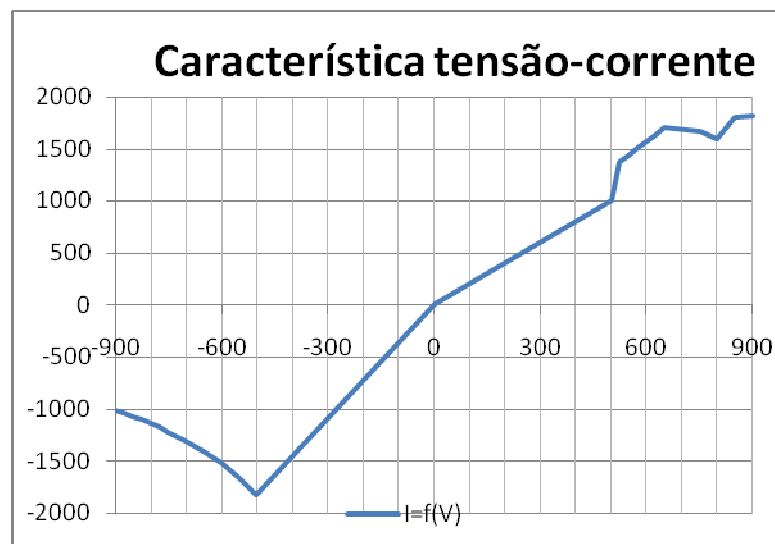


Figura 3.19 - Característica tensão-corrente do *eurotram*, em configuração dupla, para efeitos de simulação.

3.4 - Simulação do sistema

Nesta secção é justificado e explicado o modo de simulação do sistema, para confirmação de valores de componentes a escolher.

3.4.1 Justificação da Topologia

O sistema aqui discutido teve uma topologia definida desde o início do projecto, não proposta pelo autor. Esta topologia é muito semelhante á do Sistras SES apresentada no capítulo 2.

42 Simulação do sistema

Como requisitos para a topologia de potência temos os seguintes requisitos:

- A topologia não necessita de isolamento galvânico entre a entrada e a saída.
- Precisa de ser bidireccional em corrente e unidireccional em tensão. É, portanto, um conversor operacional em dois quadrantes.

Para além destes dois parâmetros importantes, é necessário ter em atenção os seguintes aspectos práticos:

- Ser um conversor robusto a regimes transitórios. Este problema coloca-se devido a este estar ligado directamente a uma rede de alimentação aérea, sujeita a algumas descargas atmosféricas.
- Ser um conversor fácil de controlar.
- Ser o mais barato possível, de forma a aumentar a margem de competitividade em relação a outros concorrentes. A redução de custos deve ser ponderada com a qualidade do conversor em si.

O emprego da topologia proposta na figura 3.20 atende a estes parâmetros. Uma análise de 3 topologias diferentes, incluindo a escolhida para este conversor, está discutida em [15], o que já foi referido na secção 2.3.

A topologia escolhida é constituída por três unidades distintas. A primeira é a unidade de ligação, que compreende os seguintes elementos:

- Um seccionador bipolar, S_1 , para desconectar completamente o conversor da rede, em caso de manutenção;
- Um contactor principal, K_1 , que liga o conversor à rede;
- Em série com este, um fusível principal, F_1 , para protecção do conversor;
- Um contactor de pré-carga, K_2 , para alimentar o condensador de filtragem e a unidade de armazenamento em casos de arranque absoluto do sistema;
- Uma resistência de pré-carga, R_1 , para limitação da corrente de pré-carga;
- Um fusível de pré-carga, F_2 , para protecção da resistência de pré-carga;

A segunda unidade deste conversor é a unidade de filtragem e de semicondutores. Esta unidade é constituída por:

- Um filtro de entrada, constituído por L_1 e C_1 . Este filtro serve para suavizar a forma de onda de corrente da entrada do conversor, reduzindo assim a interferência electromagnética com os restantes elementos;
- Dois semicondutores do tipo IGBT com díodos em antiparalelo; IGBT1 e IGBT2;
- Uma bobine L_2 para filtragem de corrente no ramo da unidade de armazenamento.

A terceira unidade é a unidade de armazenamento. Esta é constituída por:

- Uma unidade de armazenamento de energia eléctrica, *Storage*. Esta pode ser constituída por supercondensadores, por baterias, ou por uma conjugação de ambas as tecnologias;
- Um semiconductor controlado para descarga da unidade de armazenamento de energia, IGBT3;

- Uma resistência de potência capaz de transformar a energia eléctrica contida na unidade de armazenamento de energia em calor, R2.

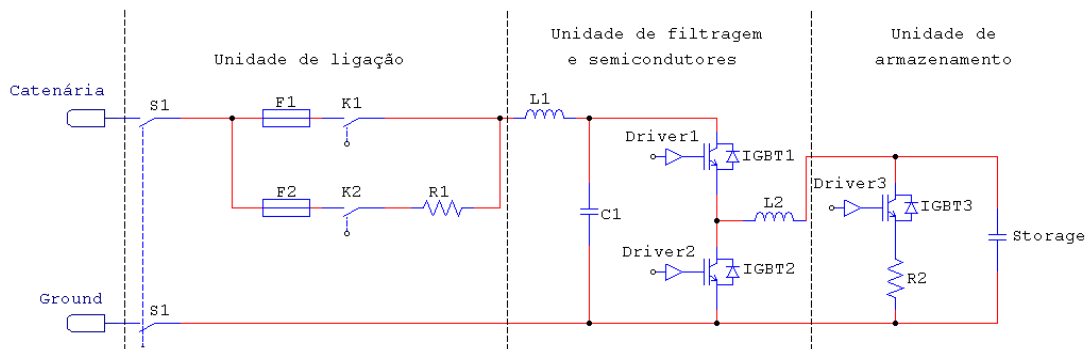


Figura 3.20 - Topologia proposta do sistema.

3.4.2 Simulação do sistema em malha aberta

A simulação deste sistema compreende a interacção entre uma fonte de corrente unidireccional, o rectificador de tracção, com outras duas fontes de corrente bidireccionais: o conversor electrónico de potência do próprio veículo, e o conversor em estudo. Uma representação gráfica destes elementos e do seu fluxo de potência está representada na figura 3.21.

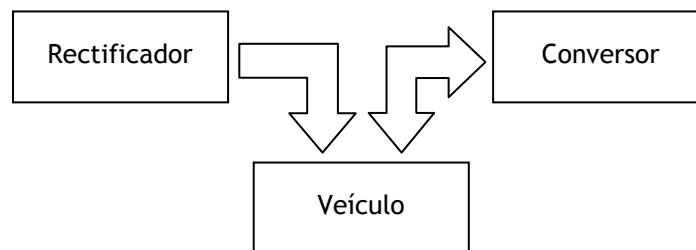


Figura 3.21 - Diagrama de fluxos de potência do sistema.

O objectivo do conversor em estudo é a recuperação da energia de frenagem dos veículos que não a conseguem injectar noutra veículo. Este fenómeno é observável através da monitorização da tensão da catenária, que, nestas situações, sobe para valores superiores à tensão de vazio do rectificador. No caso de ser armazenada energia de frenagem, é necessário que esta provenha apenas do veículo, e não do rectificador.

Foram conseguidos alguns resultados com o circuito de simulação do apêndice 1. O que se pretende com este circuito é a simulação de uma frenagem eléctrica do veículo, seguida de uma ligeira pausa e de uma aceleração. Durante este tempo, o conversor é comandado em malha aberta de modo a armazenar e a seguir libertar o máximo de energia.

A simulação consiste numa corrente de tracção crescente até aos 1000 A, até aos 200 ms. Nesses instantes, os IGBTs inferiores são comandados com um PWM de 2 kHz e *duty-cycle* de

44 Simulação do sistema

55%. De seguida, o conversor é deixado 10 ms em descanso, e aos 210 ms de simulação os IGBTs superiores são comandados com um PWM com a mesma frequência da anterior e um *duty-cycle* de 50%.

Na figura 3.22 estão representados os fluxos de correntes e a tensão na catenária. Em cima, a vermelho a corrente na saída do conversor, a azul a corrente consumida pelo veículo e a verde a corrente de saída do rectificador. Em baixo, a vermelho, a tensão na catenária.

Este circuito foi simulado iterativamente até chegar aos valores dos elementos visíveis no esquema eléctrico. Foram feitas tentativas de controlo experimentais no simulador, com algum sucesso, mas uma vez que este não era o objectivo deste exercício, não foi dispendido mais tempo no controlo. A simulação em malha aberta foi considerada suficiente para o dimensionamento dos componentes de potência.

Deste modelo de simulação destaco a inclusão de uma indutância de 50 nH, relativa ao barramento de condução dos IGBT. Foram utilizados também modelos de componentes reais, como é o caso do condensador de filtragem e dos supercondensadores. A tensão inicial do supercondensador é 400 V, sendo que esta é a condição mais desfavorável ao desempenho do conversor. A unidade de armazenamento é constituída por 14 paralelos de 6 séries dos módulos da Maxwell de 125V, 63 F. [25] Este conjunto de módulos perfaz 147 F com uma ESR de 7,7 mΩ. As formas de onda de tensão e corrente do banco de supercondensadores estão representadas na figura 3.23.

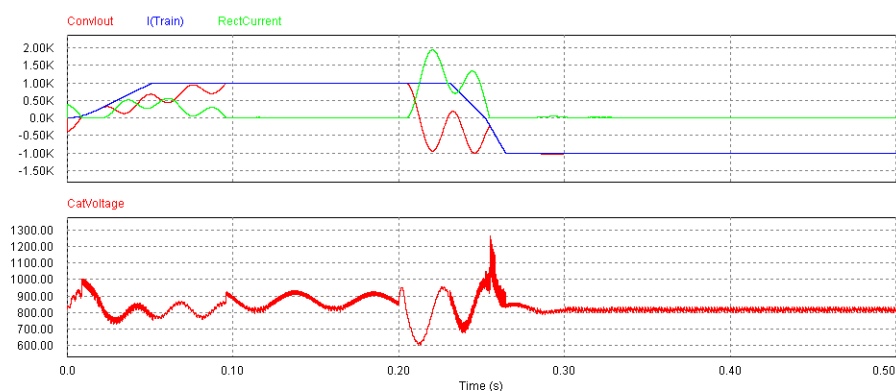


Figura 3.22 - Oscilogramas de corrente e tensão de simulação do circuito em malha aberta.

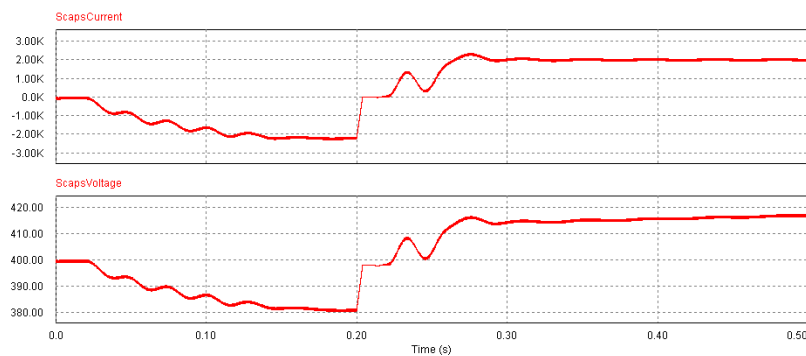


Figura 3.23 - Corrente (em cima) e tensão (em baixo) nos supercondensadores.

Na figura 3.24 estão representados os oscilogramas da tensão e corrente de saída do conversor, sendo possível observar o detalhe do *ripple*. Estas formas de onda não são as típicas de um conversor *buck-boost*, uma vez que nesta rede está ainda ligado o rectificador. Uma vez que estes dois conversores electrónicos de potência operam a frequências diferentes: 600 Hz para o rectificador de tracção e 2000 Hz para o conversor em estudo.

Na tabela 3.4 encontram-se resumidos os principais resultados de simulação do conversor.

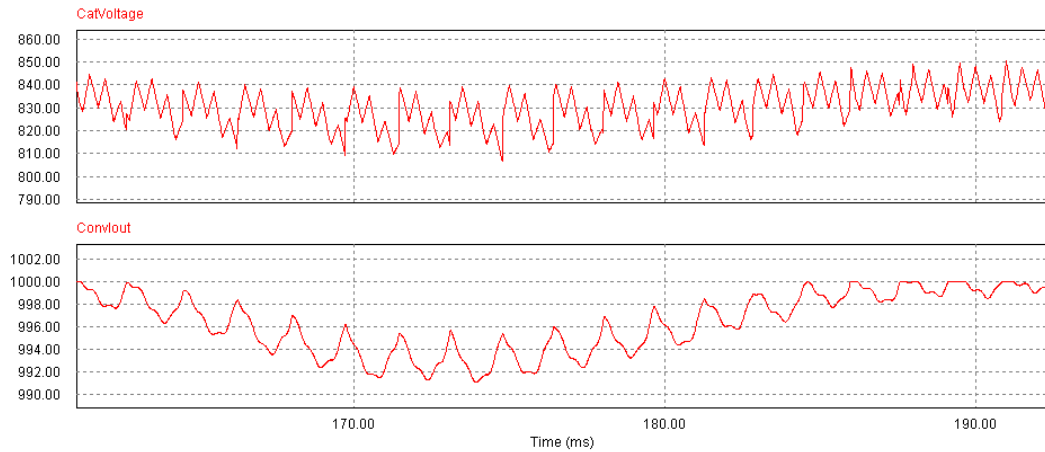


Figura 3.24 - *Ripple* de tensão (em cima) e corrente (em baixo) na saída do conversor.

Tabela 3.4 – Resumo dos resultados de simulação

Grandeza em regime estacionário	Valor
Tensão máxima na operação <i>buck</i>	840
Tensão mínima na operação <i>buck</i>	800
Tensão máxima na operação <i>boost</i>	940 V
Tensão mínima na operação <i>boost</i>	800 V
Ripple de tensão à plena carga do conversor	35 V
Ripple de corrente à plena carga do conversor	9 A

3.4.3 Simulação do comportamento dos semicondutores

Foram comparados 5 semicondutores sob as mesmas condições da simulação do sistema para avaliar a sua performance. Os 5 semicondutores de 1700 V e 2400 A avaliados foram:

- ABB 5SNA 2400E170100 [35]
- Dynex DIM2400ESM17-A000 [38]
- Infineon / Eupec FZ2400R17KE3_B9 [43]
- Ixys MIO 2400-17E10 [44]
- Mitsubishi CM2400HC-34H [37]

46 Simulação do sistema

Para todos estes semicondutores foi feito o modelo descrito neste capítulo e pedidos orçamentos aos diversos fabricantes. No apêndice 2 estão todos os registos efectuados a fim de efectuar a comparação. Para cada semiconductor, foram registadas as perdas e temperaturas da junção de cada semiconductor, assim como temperaturas de caixa e de superfície do dissipador. Estes registos foram efectuados em duas situações diferentes: com o conversor a armazenar primeiro a energia e depois injectando-a na rede, e numa segunda instância fazendo a operação inversa.

Na figura 3.25 estão representadas as perdas e temperaturas de cada um dos semicondutores do conversor. As temperaturas apenas são mostradas num dos pares de IGBT, pois é assumido que a corrente se distribui igualmente por todos os semicondutores em paralelo. Nesta simulação, após a operação do conversor como *boost*, a temperatura de referência para a operação como *buck* é a última temperatura registada no dissipador, 89 °C, e não a temperatura ambiente. Este procedimento foi adoptado devido à especificidade do conversor: é assumido que entre os dois tipos de operações o semiconductor e o dissipador não têm tempo de arrefecer.

As cores para cada semiconductor visíveis no gráfico superior, das perdas, correspondem às mesmas cores do gráfico inferior. Da comparação destes gráficos é possível constatar que, de facto, os díodos de roda livre têm uma performance térmica muito inferior à dos IGBT.

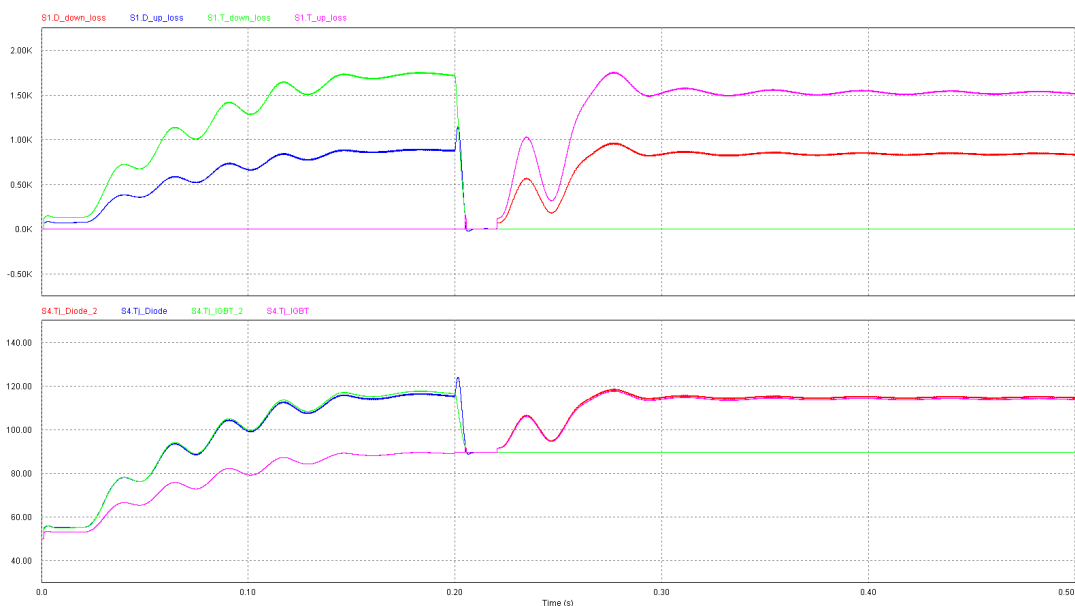


Figura 3.25 - Perdas e temperaturas num dos braços de 2 IGBT e 2 díodos.

Capítulo 4

Considerações de implementação do sistema

Neste capítulo serão descritos os procedimentos para dimensionamento dos diversos componentes do sistema, assim como comparações entre estes e respectiva argumentação. Os elementos foram escolhidos atendendo a critérios específicos para cada componente, conforme descrito em cada secção própria. Um parâmetro comum a todos os constituintes do sistema foi a escolha de fabricantes conceituados em cada área de aplicação, assim como foram tidas em conta relações comerciais do fabricante com a EFACEC Sistemas de Electrónica.

4.1 - Componentes escolhidos

Neste subcapítulo serão detalhados os componentes escolhidos para o conversor electrónico de potência, segundo a topologia especificada no subcapítulo 3.4.

4.1.1 Banco de armazenamento

A energia a ser armazenada pelo banco de armazenamento não foi especificada, assim como o tipo de dispositivos escolhidos. Como tal, esta parte do projecto fica em aberto. Fica também em aberto o dimensionamento da aparelhagem afecta à pré-carga deste banco de armazenamento, assim como a resistência de o banco de armazenamento e o IGBT ou outro tipo de dispositivo que a comande.

4.1.2 Sensores de tensão

Para este conversor são necessários dois sensores de tensão: um para a unidade de ligação e outro para a unidade de armazenamento. Esta escolha serve para sensorizar a tensão na catenária, e o estado de carga da unidade de armazenamento.

Os sensores escolhidos foram os EM010-9240 para a monitorização de tensão do banco de armazenamento e o EM010-9371. Estes sensores possuem saída em corrente, e não

48 Componentes escolhidos

necessitam de uma resistência externa de calibração, esta está já integrada no mesmo. O seu atraso em relação à medida é inferior a 100 μ s. Um exemplo de um sensor da família EM010 está representado na figura 4.1.



Figura 4.1 - Sensor de tensão EM010. [45]

O sensor 9240 possui uma tensão nominal de medida de 750 V, e o seu intervalo de medição vai de -1125 V a +1125 V. O sensor 9371 tem uma tensão nominal de 1000 V e o seu intervalo de medição vai de -1500 V a 1500 V.

4.1.3 Sensores de corrente

À semelhança dos sensores de tensão, são necessários 2 destes sensores para o sistema, cada um deles para monitorar a corrente em cada um dos níveis do conversor.

O sensor escolhido para o nível da catenária é o NCS125T-2AF da ABB, representado na figura 4.2. Este sensor tem as seguintes características principais:

- Corrente nominal de medida: 2000 A;
- Corrente de pico mensurável: 10000 A;
- Corrente de pico não mensurável: 20000 A;
- Saída de sinal em corrente;
- Largura de banda: de 0 Hz a 10 kHz;

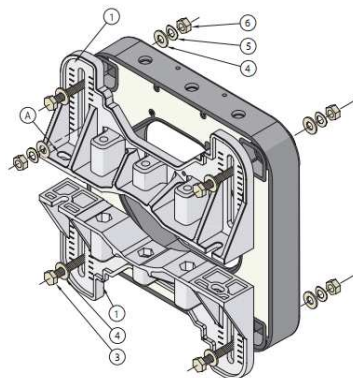


Figura 4.2 - Sensor de corrente NCS125 com acessórios de suporte de barra condutora. [45]

A razão para a escolha deste sensor prende-se com o facto de ser compatível com as dimensões de barramento escolhidas, 120 X 10 mm.

4.1.4 Seccionador S1

O seccionador a ser utilizado no conversor está representado na figura 4.3. A sua referência é SWS 18.20.MO.2P, e é fabricado pela Sécheron. Este seccionador motorizado de dois pólos permite a circulação de uma corrente de 2000 A, e a sua tensão nominal de operação é 1800V.

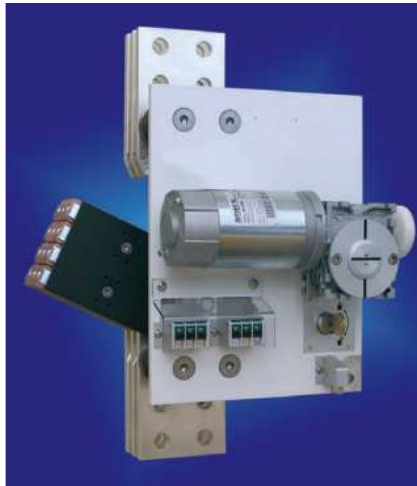


Figura 4.3 - Seccionador SWS 18.20.MO.2P. [46]

4.1.5 Contactor K1

O contactor K1 escolhido é o IORE1000-20-CC-SP, da ABB. As razões para a escolha deste componente são o seu cumprimento das especificações a um preço competitivo, e o facto de ser feita uma solução à medida do projecto em questão. O contactor tem uma capacidade de corte de 11 kA para um L/R de 15 ms, uma corrente nominal de 1000 A e admite sobrecargas de 3000 A durante um minuto.



Figura 4.4 - Contactor da família IORE. [47]

4.1.6 Bobinas L1 e L2

A bobina L1 foi dimensionada para corresponder a uma frequência de corte do filtro de entrada inferior a 200 Hz. O valor de 1,2 mH é um valor aceitável e que produz um *ripple* de corrente de entrada máximo do conversor de 1%.

A bobina L2 tem um valor de 1 mH, que é também aceitável. O valor elevado desta indutância é compensado pelo baixo ripple de corrente no lado do conversor ao qual está ligado o banco de armazenamento. Para além desta vantagem, o conversor ganha controlabilidade e estabilidade, evitando o seu funcionamento em condução descontínua.

4.1.7 Condensador C1

A principal dificuldade em dimensionar o condensador de filtragem está no elevado ripple de corrente nele contido. Esta característica torna difícil o emprego de condensadores electrolíticos, com um baixo preço por unidade de capacidade. Este tipo de condensadores não é aplicável a este caso devido ao seu baixo factor de qualidade e consequente alta rejeição ao ripple de corrente, para além do seu curto tempo de vida.

O condensador escolhido é o B25655A1148K000, da epcos. [48] Este condensador de filme, vocacionado para aplicações de electrónica de potência, reúne as seguintes características:

- Capacidade nominal: 1450 μF ;
- Tensão nominal: 1250 V;
- Corrente máxima admissível: 2 kA;
- Corrente RMS admissível: 135 A;
- Corrente de pico: 20 kA;
- ESL : 40nH;
- ESR: 0,8 m Ω ;
- Tensão de teste entre terminais e caixa: 3500 V AC, 10 s;
- Tempo de vida útil: 100 000 h;
- Dimensões e peso: 367 x 195 x 120 mm; 9 kg.

Para que este condensador suporte os 1000 A de corrente RMS na saída do conversor, são necessários 8 destes condensadores, representado na figura 4.5.



Figura 4.5 - Condensador B25655A1148K000, da epcos. [48]

4.1.8 IGBT

O IGBT escolhido é o da ABB, com a referência 5SNA 2400E170100. [35] Este IGBT foi escolhido através da comparação directa descrita no capítulo 3. O único IGBT com performance superior a este é o similar da Infineon. [43] Apesar das perdas deste último serem 5% inferiores ao IGBT da ABB, o seu preço comparativo é 12,5% superior. Devido a este facto, quando estiver definido o tamanho do banco de armazenamento, poderá ser calculado o tempo de amortização relativa do dispositivo com menores perdas.

4.1.9 Drivers IGBT

O *drive* escolhido para estes semicondutores é o 1SD536F2-5SNA2400E170100. [49] Este *drive* isolado, da Concept, é aplicável directamente ao IGBT, e possibilita a operação segura do mesmo.

Esta família de *drives* de IGBT tem algumas características que providenciam, efectivamente, a protecção activa do mesmo. Exemplos dessas características são:

- Função *active clamping*;
- *Feedback* de di/dt do IGBT durante a abertura;
- Protecção contra curto-circuito;
- Conversor DC-DC isolado integrado;
- Sinais de comando e de *feedback* por fibra óptica;
- Corrente de pico na *gate* de 36 A;



Figura 4.6 - *Driver* aplicado ao IGBT. [50]

Como observável na figura 4.6, o *drive* possui duas ligações para fibra óptica, uma para o comando do IGBT e outra para o status *feedback*. Por exemplo, em caso de curto-circuito do IGBT, este é desligado no máximo em 10 μ s, e um sinal de erro é enviado pela ligação de *feedback*.

4.1.10 Dissipadores

Este conversor irá incorporar seis dissipadores, em cada um será colocado um IGBT. A resistência térmica dos dissipadores escolhidos é de 0,023 $^{\circ}\text{C}/\text{W}$, e este tem o desenho representado na figura 4.7. O dissipador em causa é fabricado pela Guash e possui quatro

52 Comparação entre soluções de armazenamento e topologias

ventiladores, dois em cada extremo da montagem. O corte do dissipador está representado na figura 4.8.

Estes dissipadores têm comprimentos L1 standard de 120 mm, 180 mm e 300 mm, mas uma encomenda à medida pode ser efectuada. Foi o caso, em que foi encomendado um dissipador com 360 mm de comprimento. A largura do dissipador é 240 mm.

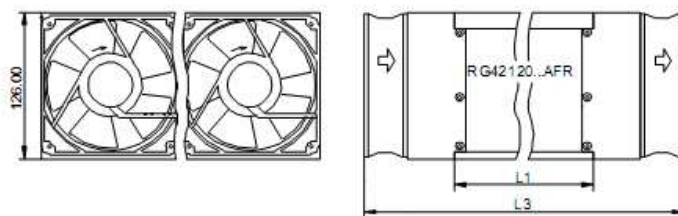


Figura 4.7 - Vistas frontal e lateral do conversor. [51]

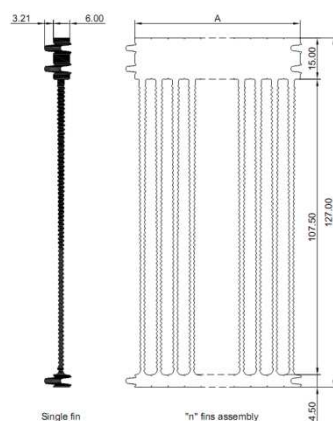


Figura 4.8 - Vista de corte transversal do interior do dissipador, e perfil dos seus elementos constituintes. [51]

4.2 Comparação entre soluções de armazenamento e topologias

Um dos objectivos desta dissertação é a comparação entre baterias e condensadores como soluções de armazenamento. Estas duas formas de armazenamento foram apresentadas no capítulo 2 deste documento, com a ilustração das principais características dos supercondensadores e de baterias de lítio de elevada performance

É sabido que o uso de tecnologias de ponta acarreta elevados custos para os utilizadores das mesmas. No caso das baterias de titanato de lítio, este factor pode ser crítico, na medida em que o mercado vê um grande valor nesta tecnologia. O valor percebido pelo mercado é muito elevado, sobretudo o da indústria automóvel, e a Altair Technologies possui o monopólio da comercialização das novas baterias que estarão comercialmente disponíveis no inverno de 2009. É importante, portanto, a procura de soluções alternativas a esta solução.

O problema entre a escolha das baterias de alta performance e os supercondensadores é o preço destes componentes. Para suprir o elevado preço deste tipo de soluções de

armazenamento, é interessante discutir a possibilidade de integração de baterias convencionais e supercondensadores.

Em [52] é discutida de uma forma prática a integração destas duas formas de armazenamento, para uso em veículos híbridos. Uma grande vantagem dos supercondensadores é a fácil leitura do seu *state of charge*, SoC, em função da tensão aos seus terminais, conforme o gráfico da figura 4.9.

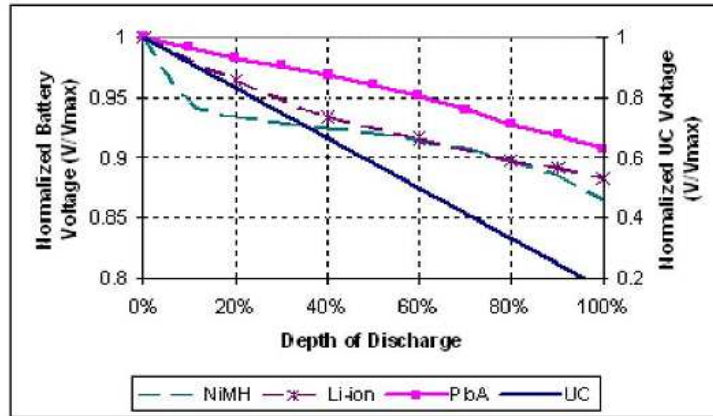


Figura 4.9 - Tensão normalizada de baterias e supercondensadores em função do *state of charge*. [52]

A ligação mais simples combinando supercondensadores e baterias consiste na ligação directa entre estas duas fontes de tensão, como ilustrado na figura 4.10. Esta configuração implica que a tensão no banco de supercondensadores seja a mesma que nas baterias. A resistência interna de um supercondensador pode ser 100 vezes inferior à resistência interna de uma célula de bateria de NiMH. Por este motivo, a associação paralela retira grande parte da potência de pico dos supercondensadores, tendo as baterias o papel de fornecer a energia necessária a logo prazo.

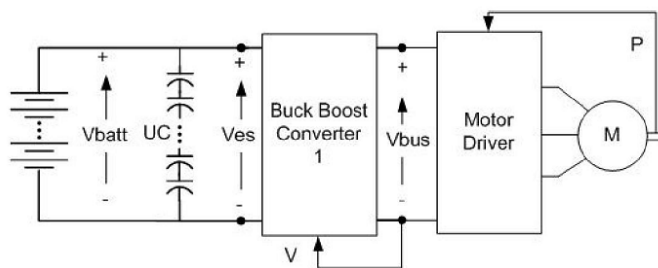


Figura 4.10 - Configuração com baterias e condensadores em paralelo. [52]

Segundo o mesmo artigo, a grande desvantagem desta organização de fontes de energia consiste na dificuldade de igualização de tensões dos dois tipos de armazenamento. Devido a este problema, esta topologia é pouco recomendada para elevadas tensões. Outra desvantagem é o facto de a elevada corrente de fugas dos supercondensadores descarregar as baterias mesmo quando o conversor está fora de serviço. Este problema seria resolvido com a inclusão de um interruptor electrónico entre as duas fontes.

54 Comparação entre soluções de armazenamento e topologias

A grande vantagem desta topologia é o uso de um único conversor electrónico de potência, para controlo de um dispositivo de armazenamento mais barato que quando constituído exclusivamente por supercondensadores. Este arranjo possibilita o aumento de potência de pico disponível até três vezes do que se fossem apenas empregues baterias de NiMH. Existe uma grande dificuldade de equilíbrio de tensão no banco de armazenamento, devido à rápida queda de tensão no supercondensador com a retirada de corrente. Por isso, esta topologia é indicada para aplicações que requerem pulsos de energia mais curtos do que 10 segundos.

Os autores do artigo [52] apresentam ainda uma topologia que apresenta um maior aproveitamento do banco de armazenamento. Esta consiste no paralelo de dois conversores de topologias semelhantes, um ligado aos supercondensadores e outro às baterias. Uma representação desta configuração está representada na figura 4.11.

Esta configuração permite controlar as tensões dos dois tipos de armazenamento de forma independente, permitindo um aproveitamento maior da energia contida em cada um dos bancos. O controlo do trânsito de potências deve ser feito tendo em conta o SoC de cada uma das fontes, a tensão no barramento DC e a potência requerida nesse mesmo barramento.

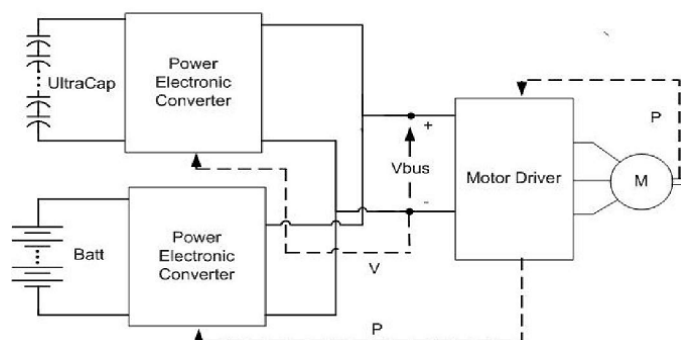


Figura 4.11 - Configuração com baterias e condensadores controlados independentemente por conversores bidireccionais. [52]

Capítulo 5

Conclusões e trabalho futuro

5.1 - Conclusões

Foi realizado o estado da arte de duas soluções de armazenamento de energia eléctrica: os supercondensadores e as baterias de lítio de eléctrodos poliméricos. Da análise destas duas tecnologias, posso concluir que para esta aplicação a tecnologia mais indicada são os supercondensadores. O autor desta dissertação fundamenta esta opinião nos seguintes aspectos:

- O supercondensador é uma tecnologia com mais de 40 anos de desenvolvimento, e portanto, cuja propriedade intelectual está largamente difundida, diversificando os fornecedores. As baterias de titanato de lítio têm cerca de 10 anos de desenvolvimento, e a sua comercialização é efectuada por poucas companhias.
- As baterias de titanato de lítio possuem uma elevada densidade energética, densidade de potência, e são intrinsecamente seguras. Estas são características muito atractivas para os fabricantes de veículos eléctricos, dispostos a pagar um elevado preço por estas. Os supercondensadores possuem uma elevada razão entre potência de pico e peso, mas oferece uma baixa densidade energética. Por estes motivos, os supercondensadores são mais indicados para aplicações de armazenamento estáticas.
- Os supercondensadores possuem uma vida útil de um milhão de ciclos de carga e descarga. Este valor é muito superior ao valor anunciado pela altair nanotechnologies para as suas baterias, que é 9000 ciclos de carga e descarga, ao ritmo de carga nominal. Este ponto evidencia a baixa manutenção a que os supercondensadores estão sujeitos.

No caso de estes se tornarem excessivamente caros por unidade de energia acumulada, será interessante estudar mais profundamente as topologias propostas no subcapítulo 4.2, que combinam baterias e supercondensadores.

Foi implementado um modelo de cálculo de perdas para IGBT e díodos associados. Este modelo é interessante para o uso frequente de ferramentas de simulação, agilizando o processo de escolha deste tipo de componentes e dissipadores associados.

A estrutura de potência foi simulada com recurso ao PSIM e ao modelo de cálculo implementado, sendo dimensionados a maioria dos seus componentes constituintes.

5.2 - Trabalho futuro

Como trabalho futuro está prevista a montagem de um protótipo do conversor e teste numa subestação rectificadora do metro do Porto. O dimensionamento do tamanho do banco de armazenamento e a localização para este protótipo estava entregue a uma entidade externa à EFACEC e não foi entregue até à escrita deste documento, pelo que esta secção do dimensionamento fica em aberto, como trabalho futuro.

Como trabalho futuro fica também a melhoria do simulador, nos seguintes aspectos:

- Maior automatização dos blocos que modelizam o IGBT e o dissipador, através da passagem de parâmetros para dentro do bloco sem necessitar de introdução manual em cada um dos componentes. O PSIM possibilita esta funcionalidade.
- Separação dos dois IGBT, para simulação independente. Para isto, é necessário determinar automaticamente durante a simulação os valores de corrente e tensão instantâneos no estado on e off.
- Substituição da *look-up table* por uma função quadrática que tenha o mesmo efeito, para maior rapidez do simulador.
- Desenvolvimento de um bloco que, em vez de ter como saída os diversos valores de temperatura em função do dissipador utilizado, dimensione o dissipador em função da temperatura de junção requerida pelo projectista.

Será também interessante do ponto de vista comercial o estudo de soluções de armazenamento de energia a bordo dos veículos, possibilitando a sua locomoção em trajectos sem alimentação ou catenária. Esta pode ser uma solução interessante para um problema do metro do Porto, o problema da corrosão das estruturas metálicas envolventes à via. Este é, todavia, um problema centenário que foi sentido logo no início da operação do eléctrico do Porto, em 12 de Setembro de 1895.

Referências

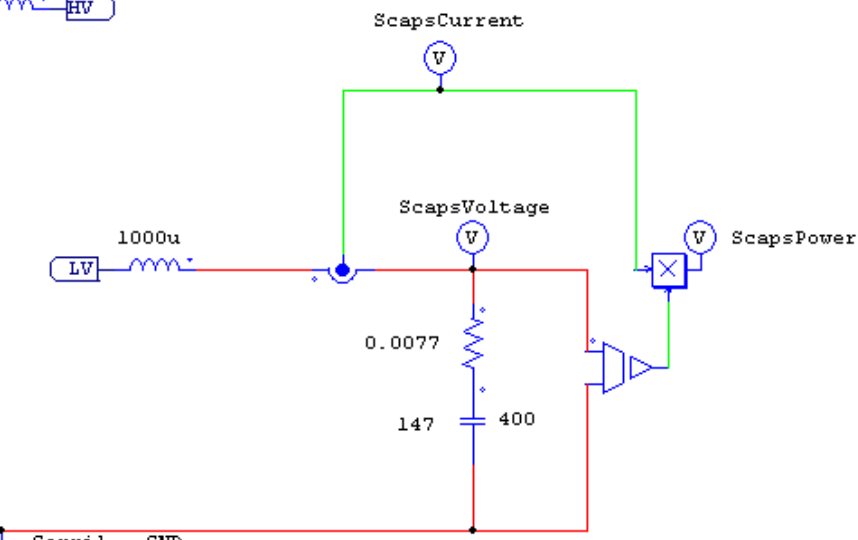
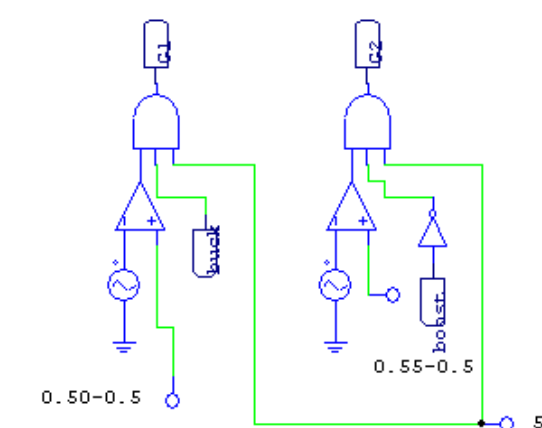
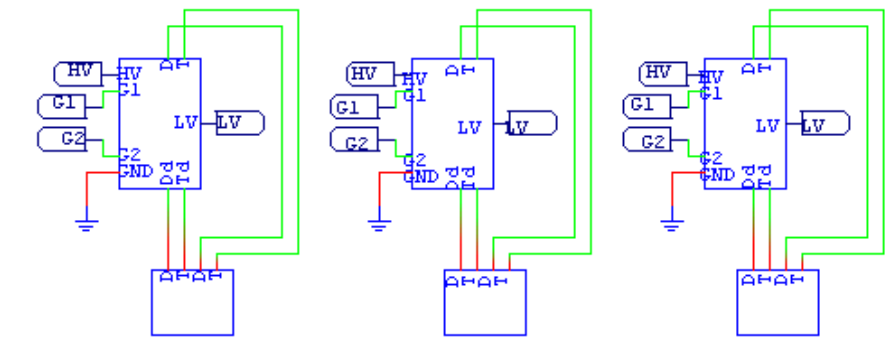
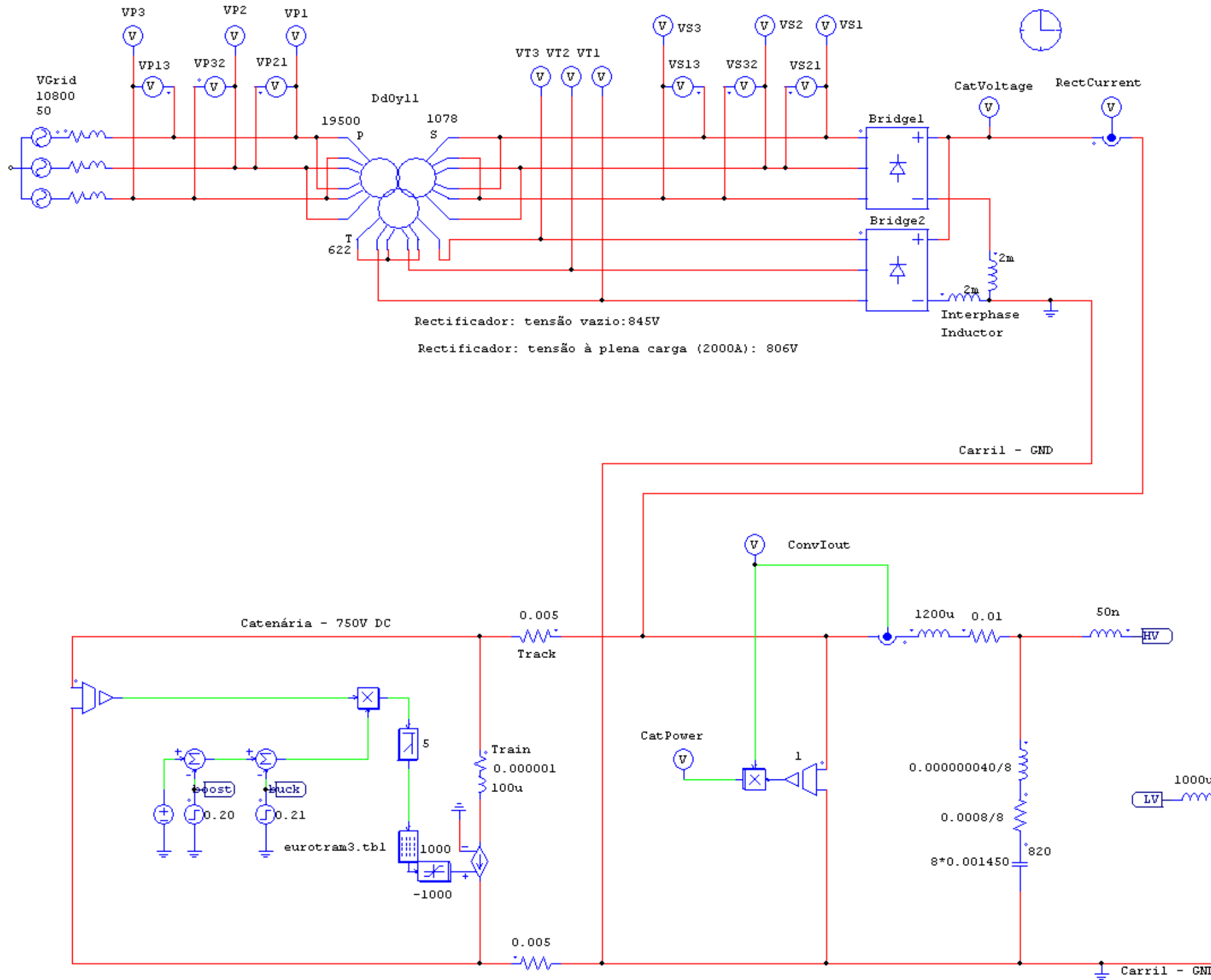
- [1] PSIM, *Power Simulator*, disponível em <http://www.powersimtech.com/products.html>.
- [2] Krohn, O.; Ledbury, M.; Schwarz, H.; “Railway’s and the environment - Building on the railways environmental strengths”, CER report, Janeiro de 2009.
- [3] Meyer, M.; Mentz, S.; Keller, T., “Specification and verification of energy efficient rolling stock”, 2004 2nd UIC Energy Efficiency Conference, Paris, February 2004
- [4] *Scopus*, disponível em <http://www.scopus.com>
- [5] Guedes, Manuel Vaz, “Introdução à Tracção Eléctrica”, Apontamentos da disciplina de Tracção Eléctrica, FEUP, 1992.
- [6] Guedes, Manuel Vaz, “Tracção Eléctrica 2005 - 09”, Apontamentos da disciplina de Tracção Eléctrica, FEUP, 2005.
- [7] Refer, “Directório da Rede 2010”, Disponível em http://www.refer.pt/Documentos/Directorio_da_Rede_2010.pdf
- [8] NiMH traction batteries for Nice trams, notícia disponível em <http://www.railway-technology.com/contractors/electrification/saft2/press9.html>
- [9] Steiner, M., Klohr, M., Pagiela, S., “Energy storage system with ultracaps on board of railway vehicles”, European Conference on Power Electronics and Applications, 2007
- [10] Siemens Launches New EnergyStorage System for Trams, notícia disponível em <http://www.railway-technology.com/news/news52360.html>
- [11] Eficiência energética e economia de energia através de soluções eficientes de electrificação metro ferroviária, Siemens AG 2007, disponível em http://www.aeamesp.org.br/13semana/downloads/trabalhos_dia29/Sala%203/290807SALA3%20-%209h30%20Michael%20Meinert_C.pdf
- [12] “Profile of the Worldwide Capacitor Industry”, Reed Electronics Research, 2005.
- [13] “Sistras SES Static Energy Storage Systems based on Double Layer Capacitor technology - The gateway to high efficient improvement of mass transit supply” , 2nd UIC Railway Energy Efficiency Conference, February 2004.
- [14] “Imagine”, Siemens Transportation Systems’ magazine, # 6 January 2006
- [15] Ruffer, A, “Power-Electronic Interface for a Supercapacitor-Based Energy-Storage Substation in DC-Transportation Networks.” Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne, CH-1015 Lausanne, Switzerland
- [16] Bossano, E., “Maxwell Boostcap Ultracapacitors. Cost and Energy Savings for traction applications”, Maxwell technologies, 2005.

- [17] Steiner, M., Scholten, S., Klohr, M., “High performance capacitors - an option for saving traction energy in the operation of electric and diesel railcars”, Bombardier
- [18] ABB HiPak IGBT module 5SNA 0750G650300 *datasheet*, disponível em <http://search.abb.com/library/Download.aspx?DocumentID=5SYA%201600-01&LanguageCode=en&DocumentPartID=&Action=Launch>
- [19] Artigo Wikipedia de Capacitor, disponível em <http://en.wikipedia.org/wiki/Capacitor>
- [20] Artigo Wikipedia de Ultracapacitor, disponível em <http://en.wikipedia.org/wiki/Ultracapacitor>
- [21] Apresentação Maxwell Technologies, “Supercap - funzione fondamentale nei sistemi FV a cura di Dimac Red/Maxwell”, disponível em http://www.tecnoprese.it/user/file/PWFE_08_PLENARIA/FT_FE_plenaria/5_Maxwell_power-forum2008.pdf
- [22] Maxwell Technologies, Integration Kit user manual, disponível em http://www.maxwell.com/pdf/uc/manuals/Integration_Kit_manual.pdf
- [23] Maxwell Active Cell Voltage Management Electronics, disponível em http://www.maxwell.com/pdf/uc/Maxwell_Active_Cell_Voltage_Management_Electronics_rev1.pdf
- [24] Maxwell Technologies, FAQs, disponível em <http://www.maxwell.com/ultracapacitors/technical-support/faqs.asp>
- [25] *Datasheet* BMOD0063 Bx4 , Maxwell Technologies, disponível em http://www.maxwell.com/pdf/uc/datasheets/20090130_DATASHEET_BMOD0063_1014696.1.pdf
- [26] Maxwell technologies boostcap Ultracapacitors Product guide, disponível em http://www.maxwell.com/pdf/20090113_BOOSTCAP_Product_Guide_1014627.1.pdf
- [27] Altairnano, NanoSafe Battery Technology, disponível em <http://konocieaa.org/news/articles/NanoSafeBackgrounder060920.pdf>
- [28] Site da AltairNano, disponível em <http://www.altairnano.com>
- [29] *Datasheet* Bateria 50 Ah , Altair Nanotechnologies, disponível em http://www.b2i.cc/Document/546/50Ah_Datasheet-012209.pdf
- [30] *Datasheet* Bateria 11 Ah , Altair Nanotechnologies, disponível em http://www.b2i.cc/Document/546/11Ah_Datasheet-012209.pdf
- [31] Lukic, S.M., Jian Cao, Bansal, R.C., Rodriguez, F., Emadi, A., “Energy Storage Systems for Automotive Applications” IEEE Transactions on Industrial Electronics, June 2008.
- [32] *Datasheet* Danotherm Sigma, disponível em <http://www.danotherm.dk/files/datasheets/sigma/sigmagb.pdf>
- [33] Merrikhi, J., Moghani, J.S., Fallah, E. “Laminated Iron Core Inductor Model with Flux Skin Effect”, ICPEA '06 2nd International Conference on Power Electronics Systems and Applications, 2006.
- [34] J.Merrikhi, J.S.Moghani, E.Fallah, “Laminated Iron Core Inductor Model with Flux Skin Effect”, ICPEA '06 , 2nd International Conference on Power Electronics Systems and Applications, 2006.
- [35] ABB HiPak IGBT module 5SNA 2400E170100 *datasheet*, disponível em <http://search.abb.com/library/Download.aspx?DocumentID=5SYA1555-03&LanguageCode=en&DocumentPartID=&Action=Launch&IncludeExternalPublicLimited=true>

- [36] Sciroidea, “Lines CPTE - Configuration 4 - Simulation results 8E-6DT-6DT-4DE (DT max current equal to 2000 A)”, estudo para o metro do Porto, 2007.
- [37] Mitsubishi Electric IGBT module CM2400HC-34H *datasheet*, disponível em http://www.mitsubishichips.com/China/content/product/power/powermod/hvigtmod/hvigt/cm2400hc-34h_e.pdf
- [38] Dynex IGBT module DNX_DIM2400ESM17-A000 *datasheet*, disponível em http://www.dynexsemi.com/assets/IGBT_Modules/Datasheets/DNX_DIM2400ESM17-A000.pdf
- [39] Brochura Rectificadores de tracção da Efacec Sistemas de Electrónica, Disponível em [http://www.efacec.pt/PresentationLayer/ResourcesUser/CatalogoOnline/PDFs/Retificadores%20Traccao%20\(SA43B0210A1\).pdf](http://www.efacec.pt/PresentationLayer/ResourcesUser/CatalogoOnline/PDFs/Retificadores%20Traccao%20(SA43B0210A1).pdf)
- [40] Sciroidea, “Lines C - P - T - E - S - PG Evaluation of regenerable energy”, estudo para o metro do Porto, 2007.
- [41] “Metro do Porto Traction System Executive Summary”, metro do Porto, Março de 2008
- [42] Sciroidea, “Vehicles Input Data”, estudo para o metro do Porto, 2007.
- [43] Eupec IGBT module DB_FZ2400R17KE3_B9 *datasheet*, disponível em http://www.infineon.com/dgdl/DB_FZ2400R17KE3_B9.pdf?folderId=db3a304412b407950112b4095b0601e3&fileId=db3a304412b407950112b430475f4fea
- [44] Ixys IGBT module MIO 2400-17E10 *datasheet*, disponível em <http://ixdev.ixys.com/DataSheet/L622.pdf>
- [45] ABB current and voltage sensors selection guide
- [46] Sécheron indoor switch type SWS *datasheet*, disponível em http://www.secheron.com/data/classes/produit/Brochure_SWS_SP1880098BEN_B01_06.pdf
- [47] ABB Bar mounted main catalogue, disponível em [http://library.abb.com/global/scot/scot209.nsf/veritydisplay/891d96a9e5b68641c12573e60052105a/\\$File/1SBC104113C0201%20GB.pdf](http://library.abb.com/global/scot/scot209.nsf/veritydisplay/891d96a9e5b68641c12573e60052105a/$File/1SBC104113C0201%20GB.pdf)
- [48] Epcos power electronics capacitor B25655A1148K000 *datasheet*, disponível em <http://www.epcos.com/inf/20/50/ds/B25655A1148K000.pdf>
- [49] Concept Single channel SCALE Plug-and-play IGBT Driver 1SD536F2-5SNA2400E170100 *Datasheet*, Disponível em <http://www.igbt-driver.com/fileadmin/Public/PDF/Products/ENG/SCALE/Plug-and-Play/1SD536F2/1700V/1SD536F2-5SNA2400E170100.pdf>
- [50] Concept Web Site, disponível em <http://IGBT-driver.com>
- [51] Guash High efficiency heatsink *datasheet*, disponível em http://www.e-guash.com/onlinedocs/catalogue/datasheets/heatsinks/high%20efficiency/RG42120_i.pdf
- [52] Srdjan M. Lukic, Sanjaka G. Wirasingha, et.al., “Power Management of an Ultracapacitor/Battery Hybrid Energy Storage System in an HEV”, VPPC '06 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, 2006.

Apêndices

Apêndice 1 – Esquema de simulação em PSIM



Apêndice 2 - Resultados de simulação de semicondutores:

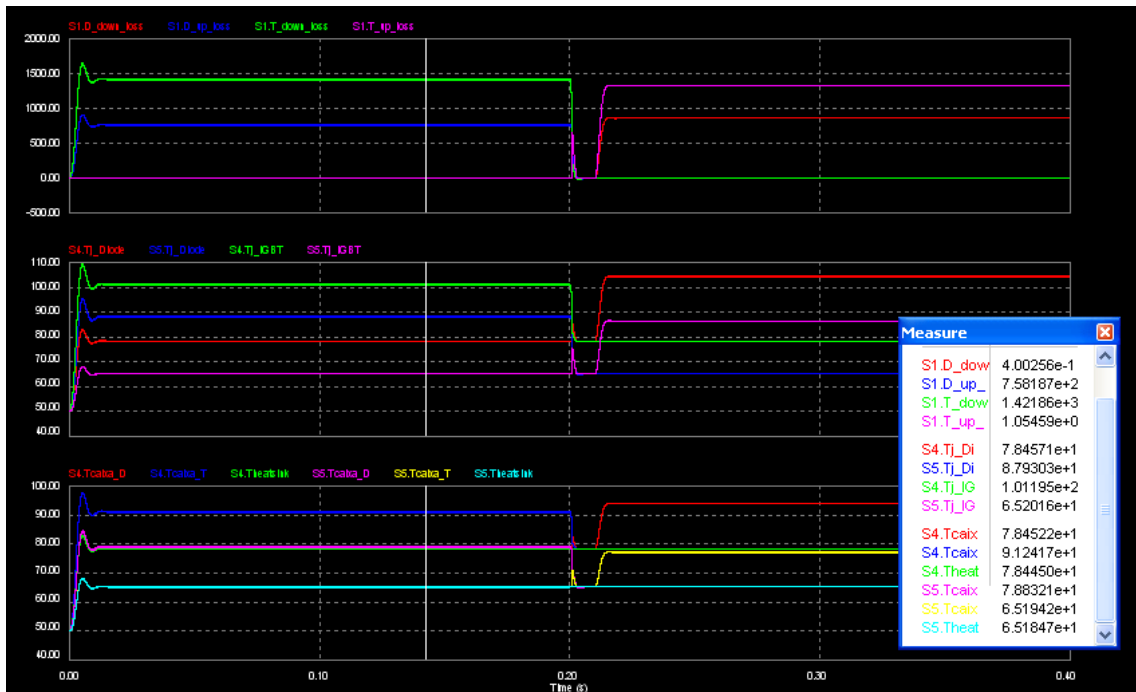


Figura A.1 - Perdas e temperaturas de junção do IGBT ABB 5SNA 2400E170100 no modo *boost-buck*.

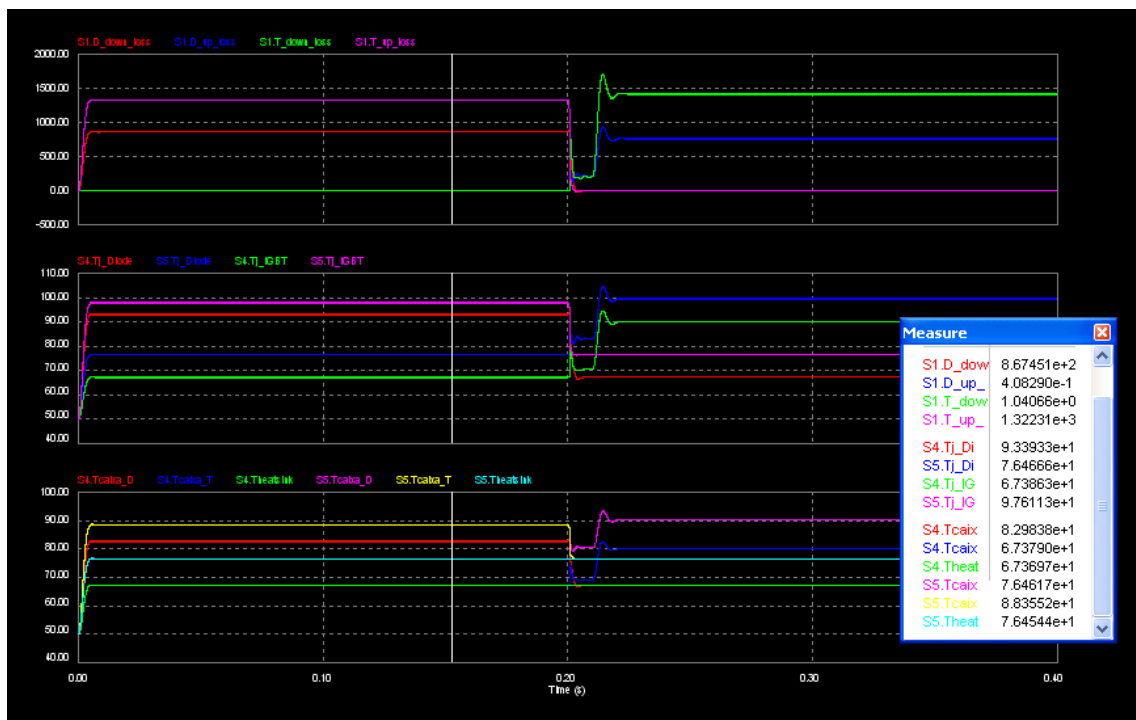


Figura A.2 - Perdas e temperaturas de junção do IGBT ABB 5SNA 2400E170100 no modo *buck-boost*.

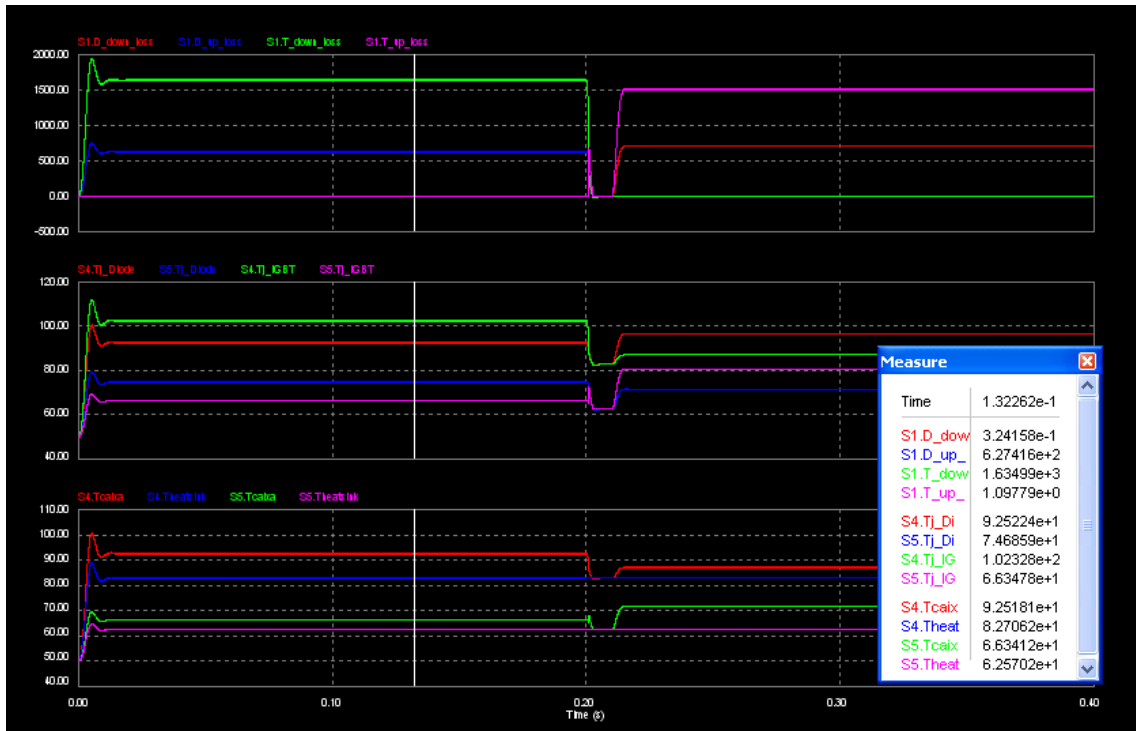


Figura A.3 - Perdas e temperaturas de junção do IGBT Dynex DIM2400ESM17-A000 no modo *boost-buck*.

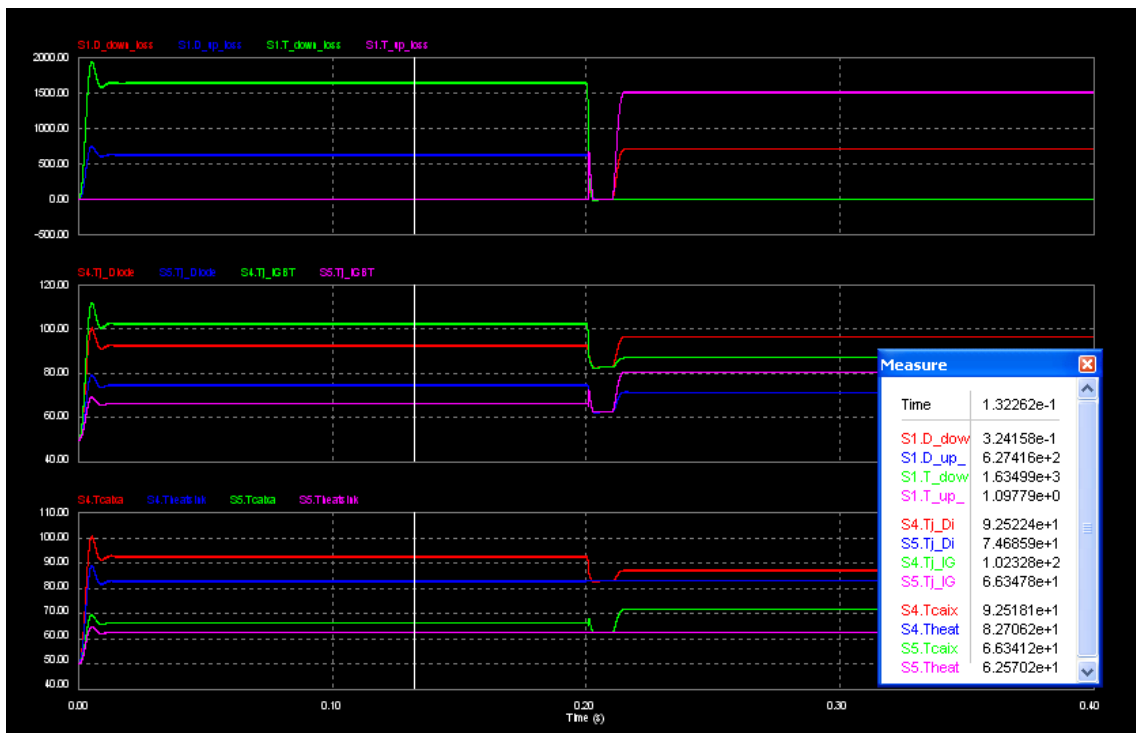


Figura A.4 - Perdas e temperaturas de junção do IGBT Dynex DIM2400ESM17-A000 no modo *buck-boost*.

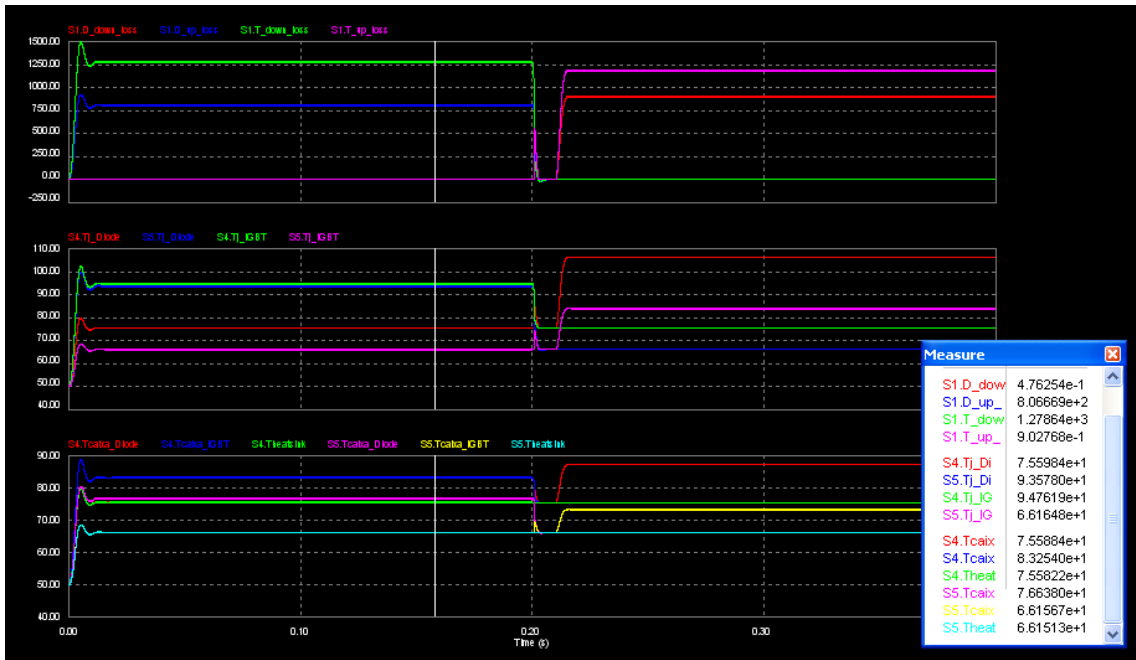


Figura A.5 - Perdas e temperaturas de junção do IGBT Infineon / Eupec FZ2400R17KE3_B9 no modo *boost-buck*.

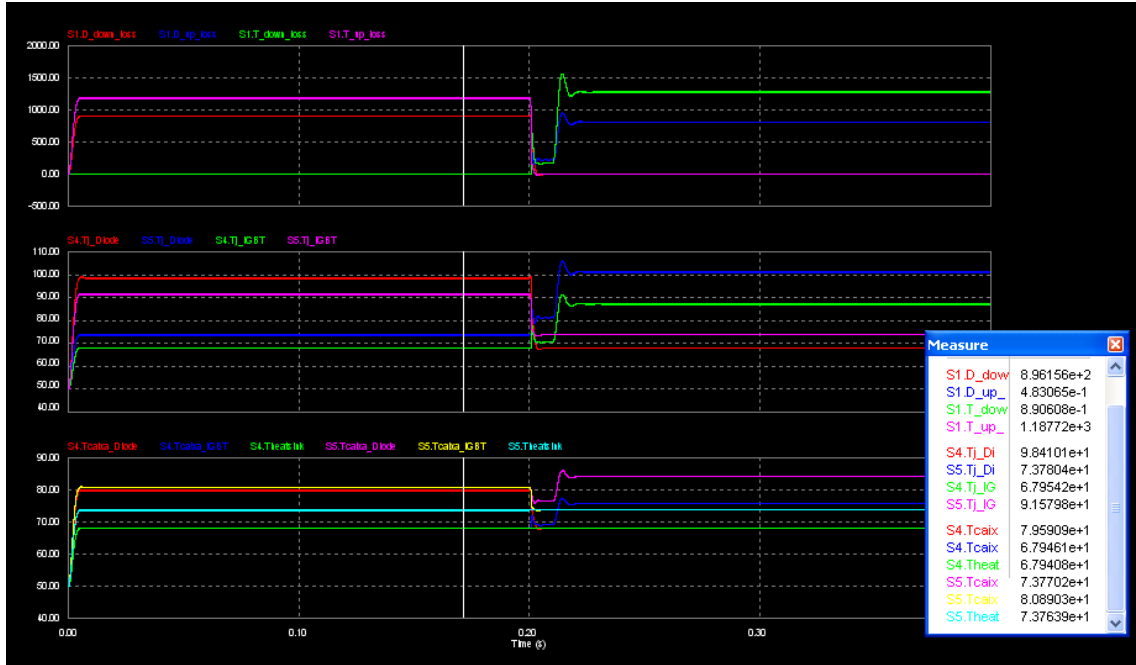


Figura A.6 - Perdas e temperaturas de junção do IGBT Infineon / Eupec FZ2400R17KE3_B9 no modo *buck-boost*.

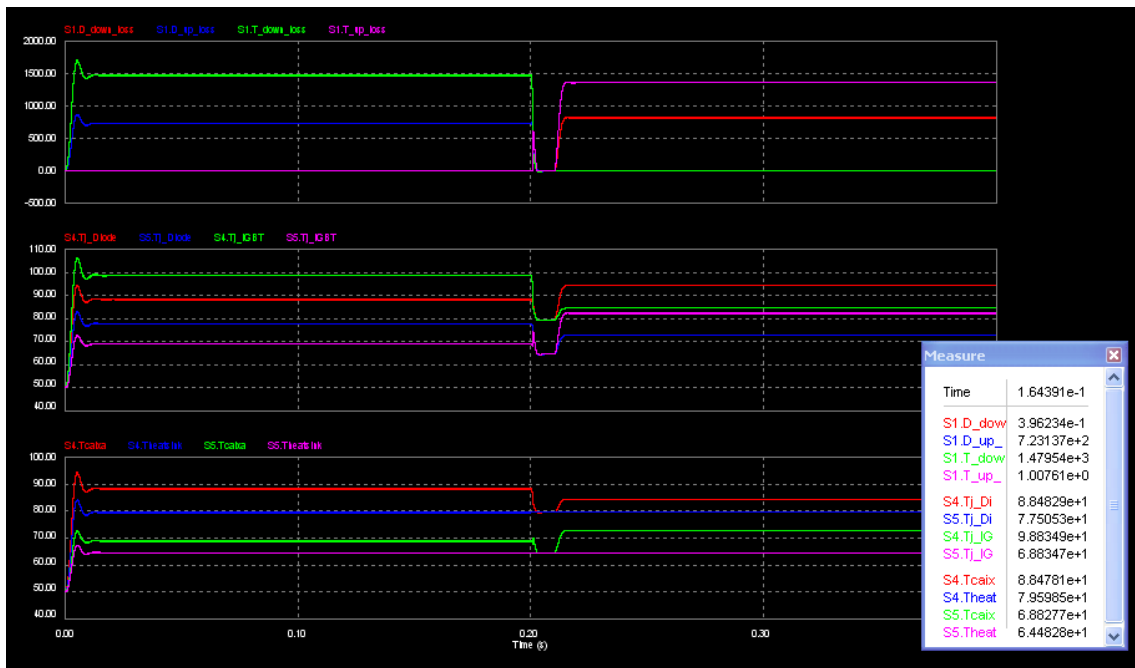


Figura A.7 - Perdas e temperaturas de junção do IGBT Ixys MIO 2400-17E10 no modo *boost-buck*.

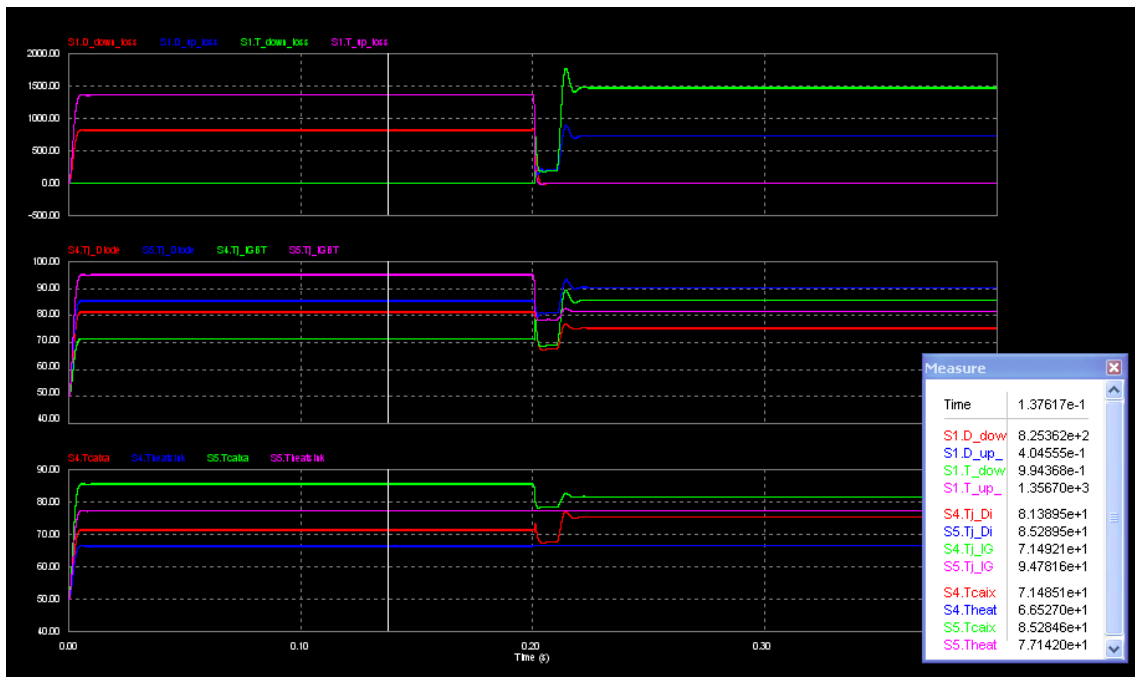


Figura A.8 - Perdas e temperaturas de junção do IGBT Ixys MIO 2400-17E10 no modo *buck-boost*.

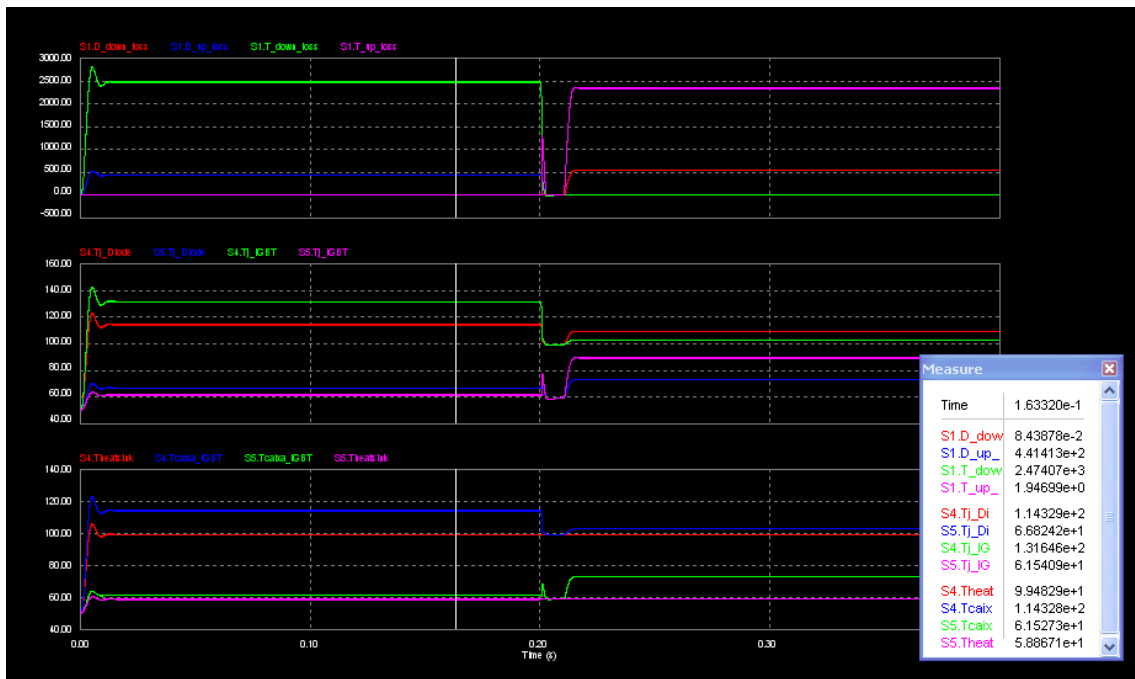


Figura A.9 - Perdas e temperaturas de junção do IGBT Mitsubishi CM2400HC-34H no modo *boost-buck*.

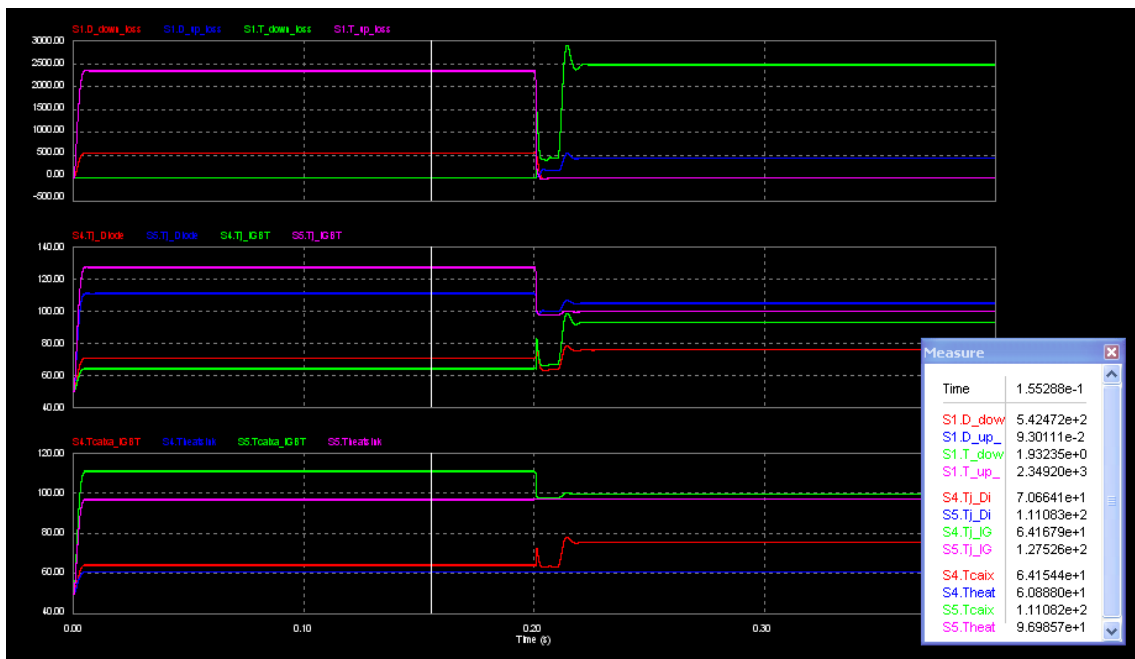


Figura A.10 - Perdas e temperaturas de junção do IGBT Mitsubishi CM2400HC-34H no modo *buck-boost*.